

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ Том 63, книга 2, 2013

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ АВТОМАТИКА'2013, ФА юбилей "50 ГОДИНИ ОБУЧЕНИЕ ПО АВТОМАТИЗАЦИЯ НА ПРОМИШЛЕНОСТТА" 14 - 16 юни 2013 г., Созопол, България



PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA Volume 63, Issue 2, 2013

INTERNATIONAL CONFERENCE AUTOMATICS'2013, FA Anniversary "50 YEARS EDUCATION IN INDUSTRIAL AUTOMATION" June 14 - 16, 2013, 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 -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'2013

юбилей

"50 ГОДИНИ ОБУЧЕНИЕ ПО АВТОМАТИЗАЦИЯ НА ПРОМИШЛЕНОСТТА"

МЕЖДУНАРОДНА КОНФЕРЕНЦИЯ

АВТОМАТИКА'2013, ФА

Созопол 14.06. - 16.06.2013

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

председател

проф.	дтн, д.х.к.	Емил	Николов
проф.	д-р	зам. председател Тодор	Йонков
		членове	
чл. кор. проф.	ДТН	Петко	Петков
проф.	д-р	Снежана	Йорданова
проф.	д-р	Валери	Младенов
проф.	д-р	Емил	Гарипов
проф.	д-р	Живко	Георгиев
проф.	д-р	Михо	Михов
проф.	д-р	Пламен	Цветков
доц.	д-р	Васил	Гълъбов
доц.	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
доц.	д-р	Евтим	Йончев
доц.	д-р	Цоньо	Славов
гл. ас.	д-р	Станислав	Енев

ТЕХНИЧЕСКИ КОМИТЕТ

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

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA FACULTY OF AUTOMATICS

Forum "DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA" Sozopol'2013

Anniversary
"50 YEARS EDUCATION IN INDUSTRIAL AUTOMATION"

INTERNATIONAL CONFERENCE

AUTOMATICS'2013, FA

June 14 - 16, 2013, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEEE

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

ORGANIZING COMMITTEE

C	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	Tsonio	Slavov			
PhD	Stanislav	Enev			
	c PhD Vice PhD MD PhD PhD PhD PhD	chair of OC PhD Alexandar vice chair of OS PhD Antonia members of OC PhD Simona PhD Evtim PhD Tsonio PhD Stanislav			

TECHNICAL COMMITTEE

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

СЪДЪРЖАНИЕ том 63, книга 2 автоматика

1.	Евтим Йончев, Тодор Йонков Управление на фазовия ъгъл в автономни инвертори, работещи съвместно със захранващата мрежа	15
2.	Емил Николов. Конфигуриране на абсорбиращи филтри с оператори от обобщеното дробно смятане	23
3.	Емил Николов, Нина Г. Николова Системи за управление с фрактално поглъщане на смущенията	31
4.	Михо Михов, Марин Жилевски Въвеждане на допълнителна координатна ос при клас металорежещи ма- шини с цифрово-програмно управление	41
5.	Радослав Василев, Димитър Димитров	49
6.	Атанас Димитров, Владимир Заманов	59
7.	Васил Балавесов	69
8.	Дочо Цанков	79
9.	Владимир Христов	89
1(). Марин Жилевски	99
1	1. Христо Стоянов	107
1:	2. Иван Костов, Георги Иванов Състояние на теорията на асинхронните електрозадвижвания. Моделиране и управление	115
1:	3. Теофана Пулева Георги Ружеков Цоньо Славов	125
14	4. Теофана Пулева, Цоньо Славов	135
1!	5. Живко Георгиев Нелинейни колебания в консервативен осцилатор с квадратична нелиней- ност	145

16. Живко Георгиев, Атанас Червенков, Тодор Тодоров, Тодорка Червенкова Анализ на нелинейна дискретна предавателна линия допускаща управление на дисперсията	155
17. Костадин Брандиски. Оптимизация на сензор за безразрушителен контрол с използване на генети- чен алгоритъм	165
18. Симона Петракиева, Галя Георгиева-Таскова, Захари Иванов Подобряване на коефициента cos на мощността при работа на разрядни лампи чрез включване на компенсиращ кондензатор във веригата	171
19. Иван Табахнев, Снежана Терзиева, Симеон Владов Моделиране и симулация на вериги при обучението по дисциплината "Вериги и Сигнали"	181
20. Атанас Червенков, Тодорка Червенкова Моделиране на произхода на висши хармоници в регулируеми трифазни сис- теми с компенсация на реактивната мощност	189
21. Румен Йорданов, Георги Комсалов, Георги Ценов, Валери Младенов Оптимизационна процедура с разширено моделиране, включващо и капаци- тетите на линиите за определяне локацията на оптимални резервиращи паралелни линии при електроразпределителните мрежи	199
22. Стоян Кирилов Синтез и анализ на нискочестотни и високочестотни активни филтри с мемристори	207
23. Антонио Андонов, Галина Чернева Изследване на електрически вериги за съгласуване на сигнали с радиокомуни- кационни канали	213
24. Галина Чернева	221
25. Николай Стоянов, Антония Панделова	227
26. Антония Панделова, Николай Стоянов Влияние на pH върху изходен сигнал на тъканен биосензор за аскорбинова ки- селина	235
27 Камелия Кирилова, Георги Милушев	241
28. Атанас Попов, Георги Милушев Информационна система за отчитане и обработване на измервателни дан- ни от профили на натоварването за количества електрическа енергия	247
29. Деница Държанова Относно възникващи грешки в сензор за голям постоянен ток с елемент на хол при несиметрично токово възбуждане	255
30. Николай Гуров, Божидар ДжуджевИзследване на тензорезистори за учебни цели	265

31. Божидар Джуджев	275
32. Екатерина Господинова	283
33. Иван Трендафилов Полупръстени от ендоморфизми с нула на крайна полурешетка от специа- лен вид - част II	291
34. Иван Трендафилов Полупръстени от ендоморфизми с нула на крайна полурешетка от специа- лен вид - част III	301
35. Ганчо Божилов	311
36. Иван Кралов	319
37. Иван Кралов	325
Експериментално изследване на прегради за акустичен шум	
38. Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов, Християн Кънчев, Брюно Франсоа Ограничаване на мощността на фотоволтаични системи, работещи в пара- лел с електрическата мрежа	331
39. Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов, Християн Кънчев Моделиране на фотоволтаични панели за целите на следене на точката на максимална мощност	341
40. Иван Антонов, Ахмед Ал Делеми Методи в теорията на двуфазните турбулентни струи	351
41. Иван Антонов, Ахмед Ал Делеми Съвременни методи при математическо моделиране на двуфазни турбулен- тни течения	361

CONTENTS volume 63, Issue 2

1. Evtim Yonchev, Todor Ionkov	15
2. Emil Nikolov Configuration of Absorptive Filters by Operators of the Generalized Fractional Cal- culus	23
3. Emil Nikolov, Nina G. Nikolova Fractional Control Systems Absorbing Disturbances	31
4. Mikho Mikhov, Marin Zhilevski Introduction of Additional Coordinate Axis in a Class of Machine Tools with Digital Program Control	41
5. Radoslav Vasilev, Dimitar Dimitrov	49
6 Atanas Dimitrov, Vladimir Zamanov Interface of Exploration Mobile Robot	59
7. Vassil Balavessov	69
8. Docho Tsankov Energy Saving Control of Heating Systems with Thermal Comfort Stabilization	79
9. Vladimir Hristov	89
10. Marin Zhilevski	99
11. Hristo Stoyanov. Implementation of Program.mable Logical Controller for Management of Electrical Redundancy System into Building Management System	107
12. Ivan Kostov, Georgi Ivanov State of the Theory of Induction Motor Drives. Modeling and Control	115
13 . Teofana Puleva, Georgi Rouzhekov, Tsonyo Slavov	125
14. Teofana Puleva, Tsonyo Slavov Boiler-Turbine Unit Process Control Based on Internal Model Controller	135
15. Zhivko Georgiev	145
16 . Zhivko Georgiev, Atanas Chervenkov, Todor Todorov, Todorka Chervenkova	155
17. Kostadin Brandisky Optimization of an NDT Sensor Using Genetic Algorithm	165

18.	Simona Petrakieva, Galia Georgieva-Taskova, Zahari Ivanov	171
19.	Ivan Tabahnev, Snejana Terzieva, Simeon Vladov	181
20.	Atanas Chervenkov, Todorka Chervenkova Modeling the Origin of Higer Harmonics in Adjustable Three-Phase System with Compensation of The Reactive Power	189
21.	Rumen Yordanov, Georgi Komsalov, Georgi Tsenov, Valeri Mladenov Extended Optimization Procedure for Determination of the Optimal Parallel Lines for Electric Power Distribution Systems with Line Capacitances Modeling	199
22.	Stoyan Kirilov	207
23.	Antonio Andonov, Galina Cherneva Research of Electrical Circuits for Coordination of Signals with Radiocommunica- tion Channels	213
24.	Galina Cherneva	221
25.	Nikolay Stoyanov, Antonia Pandelova Modeling of an Enzyme - Substrate Amperometric Biosensor	227
26.	Antonia Pandelova, Nikolay Stoyanov Effect of Ph on the Output Signal of Tissue Biosensor for Ascorbic Acid	235
27.	Kameliya Kirilova, George Milushev Training Approaches for Conformity Assessment with Automated System for the Study of Error and Characteristics of Static Single Phase Electricity Meter	241
28.	Atanas Popov, George Milushev Information System for Collecting and Treating of Measurement Data From Load Profiles of Quantity of Electrical Energy	247
29.	Denitsa Darzhanova On the Errors of a Large DC Currents Hall Element Sensor under Non-Symmetric Current Exitation	255
30.	Nikolay Gourov, Bozhidar Dzhudzhev	265
31.	Bozhidar Dzhudzhev	275
32.	Ekaterina Gospodinova System for Measuring the Level and Temperature of Liquids in Tanks in the Labor- atory and Software Data Transmission	283
33.	Ivan Trendafilov	291
34.	Ivan Trendafilov Endomorphism Semirings with Zero of a Finite Semilattice of a Special Type - part III	301

35. Gantcho Bojilov	311
36. Ivan Kralov	319
37. Ivan Kralov	325
38. Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev, Bruno François Grid Connected Photovoltaic Systems with Limited Output Power Control	331
39. Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev	341
40. Ivan Antonov, Ahmed Al Delemi Integral Methods in the Theory of Two-Phase Turbulent Jets	351
41. Ivan Antonov, Ahmed Al Delemi	361

Author's Index - Volume 63, Issue 2

	author	page
1	Ahmed Al Delemi	351, 361
2	Antonia Pandelova	227, 235
3	Antonio Andonov	213
4	Atanas Chervenkov	155, 189
5	Atanas Dimitrov	59
6	Atanas Popov	247
7	Bozhidar Dzhudzhev	265, 275
8	Bruno François	331
9	Denitsa Darzhanova	255
10	Dimitar Dimitrov	49
11	Docho Tsankov	79
12	Ekaterina Gospodinova	283
13	Emil Nikolov	23, 31
14	Evtim Yonchev	15
15	Galia Georgieva-Taskova	171
16	Galina Cherneva	213, 221
17	Gantcho Bojilov	311
18	George Milushev	241, 247
19	Georgi Ivanov	115
20	Georgi Komsalov	199
21	Georgi Rouzhekov	125
22	Georgi Tsenov	199

	author	page
23	Hristiyan Kanchev	331, 341
24	Hristo Stoyanov	107
25	Ivan Antonov	331, 341
26	Ivan Kostov	115
27	Ivan Kralov	319, 331
28	Ivan Tabahnev	181
29	Ivan Trendafilov	291, 301
30	Kameliya Kirilova	241
31	Kostadin Brandisky	165
32	Ludmil Stoyanov	331, 341
33	Marin Zhilevski	41, 99
34	Mikho Mikhov	41
35	Nikolay Gourov	265
36	Nikolay Stoyanov	227, 235
37	Nina G. Nikolova	31
38	Radoslav Vasilev	49
39	Rumen Yordanov	199
40	Simeon Vladov	181
41	Simona Petrakieva	171
42	Snejana Terzieva	181
43	Stoyan Kirilov	207
44	Teofana Puleva	125. 135

Author's Index - Volume 63, Issue 2

	author	page		author	page
45	Todor lonkov	15	51	Vladimir Hristov	89
46	Todor Todorov	155	52	Vladimir Lazarov	331, 341
47	Todorka Chervenkova	155, 189	53	Vladimir Zamanov	59
48	Tsonyo Slavov	125, 135	54	Zahari Ivanov	171
49	Valeri Mladenov	199	55	Zahari Zarkov	341, 341
50	Vassil Balavessov	69	56	Zhivko Georgiev	145, 155

Volume 63 Issue 2

pages	articles	authors
368	41	56



УПРАВЛЕНИЕ НА ФАЗОВИЯ ЪГЪЛ В АВТОНОМНИ ИНВЕРТОРИ, РАБОТЕЩИ СЪВМЕСТНО СЪС ЗАХРАНВАЩАТА МРЕЖА

Евтим Йончев, Тодор Йонков

Резюме: В работата се изследват качествените показатели на затворени системи за управление на фазовия ъгъл на трифазна система напрежения и/или токове, генерирана чрез автономни инвертори, работещи съвместно със захранващата мрежа. Изведени са математически модели на елементите от структурите на изследваните системи - фазов детектор, нискочестотен филтър и генератор, управляван с напрежение. Системата е моделирана в средата MATLAB/Simulink и са получени качествени оценки при различни начални стойности на честотата и фазовия ъгъл.

Ключови думи: затворена система за управление на фаза, инвертор на напрежение, MATLAB/Simulink

PHASE ANGLE CONTROL IN POWER INVERTERS, WORKING WITH POWER GRID

Evtim Yonchev, Todor Ionkov

Abstract: In this paper, quality indicators of closed systems for phase angle control of the generated three-phase system voltages and/or currents through the power inverters, working in conjunction with the mains are explored. A mathematical models of the elements of the structures of the explored systems are modeled with MATLAB/Simulink - phase detector, low-pass filter and voltage controlled generator. A quality of operation evaluation of the system is given by using different starting values of the frequency and phase angle.

Keywords: phase closed loop (PLL), voltage source inverter, MATLAB/Simulink

1. Въведение

Точността на задаване на фазата на напрежението и/или тока (при запазване на синусоидалната форма на първия хармоник) в преобразувателите на напрежение, работещи съвместно със захранващата променливотокова мрежа (автономни инвертори на напрежение с двустранен обмен на енергия, статични синхронни компенсатори на реактивна енергия, променливотокови стабилизатори, системи за непрекъсваемо захранване и др.) е от ключово значение за качествата на системата за управление на тези устройства. В тези приложения чрез задаване на фазата на резултиращия вектор на тока спрямо напрежението се

постига консумация на чисто активна енергия, а при непълно натоварване - и компенсация на реактивна енергия и на изкривяванията в захранващата мрежа. За осъществяването на тази функционалност се прилага управление на фазата в затворен контур (PLL), осигуряващ синхронизация на генерирания изход с постъпващия на входа сигнал по честота и фаза, независимо от амплитудата на входа.

2. Методи за управление на фазата в затворен контур

Известните методи [1,2] основно се различават по начина на реализиране на фазовия детектор. "Класическият" детектор се основава на факта, че средната стойност на произведението на две синусоидални величини (1) и (2):

$$u_1(t) = U_{1\max}\sin(\omega_1 t) \tag{1}$$

$$u_2(t) = U_{2\max}\sin(\omega_2 t + \varphi) \tag{2}$$

$$Y_{av} = \frac{1}{\pi} \int u_1(\omega_1 t) . u_2(\omega_2 t) d\omega t = 0.5 U_{1\max} U_{2\max} \cos(-\varphi)$$
(3)

съдържа информация (3) за фазата φ и амплитудите на двете напрежения. Целта е да се получи линейна зависимост между Y_{av} и фазата φ , като същевременно Y_{av} стане инвариантна по отношение на промяната на U_{1max} и U_{2max} . Тази цел се постига, като се използват две правоъгълни напрежения, съответно синфазни с $u_2(t)$ и $u_2(t)$ и със стабилизирани моментни стойности:

$$u_3(t) = U_{\max} sign[u_1(t)]$$
(4)

$$u_4(t) = U_{\max} sign[u_2(t)]$$
⁽⁵⁾

При умножение на двете правоъгълни напрежения и интегриране на произведението им (зависимост 6), получената средна стойност ще е линейна функция на фазовата разлика ф.

$$Y_{av} = \frac{1}{\pi} \int u_3(\omega_1 t) \cdot u_4(\omega_2 t) d\omega t = U_{\max}^2 \frac{\pi - 2\varphi}{\pi}$$
(6)

Чрез апериодично звено от първи ред (фиг.1) е заменено интегрирането и чистото закъснение при изчисляване на средната стойност.

Изходното напрежение u₂ на това апериодично звено съдържа средната стойност и хармонични съставящи, съответно намалени спрямо тези на входа u₁.

Този вариант за управление на фазата на генерираната трифазна система синусоидални напрежение представлява класически затворен контур за регулиране (фиг.2), включващ детектор на фазова разлика, регулатор (PI) и управляван с напрежение генератор (VCO).



Фиг.1. Структурна схема на трифазен фазов детектор инвариантен спрямо амплитудата



Фиг.2. Блокова схема на контура за управление на фаза

VCO генераторът използва представянето на функциите соѕ и sin чрез степенни редове, което за диапазон на изменение на ъгъла $-\pi/2 \div \pi/2$ дава грешка под 0.5%. Управлението на честотата (фиг. 3) е осъществено чрез напрежението на входа U_f, като 1[V] съответства на 50[Hz].



Фиг.3. Simulink реализация на управляем с напрежение трифазен синусоидален генератор

За съставяне на пълната функционална схема е необходимо да се отчетат и някои особености на товарите – трансформатори и синхронни или асинхронни мотори. Недопустими са големи производни на изменение на честотата, допустимите колебания на честотата при автономна работа като система за гарантирано захранване (UPS) са $50\pm 1H_z$. При проведените симулацонни изследвания началната стойност на честотата на генерираната еталонна трифазна система е зададена 51Hz, която "плува" спрямо мрежата. Разрешение за синхронизация (за работа на регулатора) се дава при положителна фазова разлика, по-малка от 20^{0} ел.



Фиг.4. Моментна стойност на напреженията в две едноименни фази при разлика в честотите



Изходното напрежение на фазовия детектор се изменя от 9V при нулева фазова разлика до -9V при фазова разлика 180⁰ел. и модул на амплитудната стойност на правоъгълното напрежение 2[V].





Фиг.6. Моментна стойност на напреженията в две едноименни фази и измерен фазов ъгъл

Фиг.7. Изходно напрежение на PI регулатора

Структурата на фиг.3 е използвана при аналогово скаларно управление на система за интерактивно непрекъсваемо захранване, осъществяващо стабилизация на напрежението и заряд на батерията при наличие на мрежово напрежение в допустимия толеранс чрез управление на фазата на тока и захранване от батерия без пауза при отпадане на захранването. Изходът на трифазния задаващ генератор е задание за ток на релейни двупозиционни хистерезисни регулатори.

Когато целта е синхронизация на двете трифазни симетрични системи, а не измерване на фазата, системата, реализирана съгласно функционалната схема от фиг.8, показва по-добри динамични и статични показатели. Тук нискочестотният филтър (апериодичното звено) липсва, тъй като в сумираните "пофазни" произведения на двете симетрични трифазни системи периодичната съставка с честота, равна на сумата от честотите на двете трифазни системи, е нула.



Фиг.8. Функционална схема на система за управление на фазата в затворен контур (PLL)



Фиг.9. Структурна схема на трифазен фазов детектор зависим от амплитудата на напреженията



Фиг.10. Моментна стойност на напреженията в две едноименни фази





Фиг.11. Резултантно напрежение – произведение на две фазни, едноименни напрежения



Изходът на PI регулатора е напрежение, задаващо честотата на трифазния генератор. За управление на фазовия ъгъл е необходим втори генератор с вход за задаване на ъгъла като добавено напрежение към изхода на TF1 от фиг.3.

3. PLL, базиран на векторно двуфазно представяне

Алгоритмът, базиран на векторно двуфазно представяне, управлява честотата на въртене на референтна координатна система като целта на управлението е q-компонентата на резултиращия вектор на входната трифазна система да се нулира.



Фиг. 14. Структурна схема на система за управление на фазата в затворен контур (PLL) базирана на векторно представяне

Ако U_d^s и U_q^s са преобразуваните от стационарна двуфазна във въртящата се референтна координатна система то

$$U_d^s = E\cos(\vartheta); U_a^s = E\sin(\vartheta)$$
⁽⁷⁾

Ако ъгълът е малък

 $U_d^s = E\cos(\vartheta) \cong E \ U_q^s = E\sin(\vartheta) \cong E.\vartheta$ (8)

За изследване на динамичните качества на система, реализирана по горния алгоритъм (фиг. 14), е използван пример, предложен в SimPowerSystems на SIMULINK в частта модели на ветрогенератори и AC електропреносни мрежи – Статичен синхронен компенсатор (Static Synchronous Compensator (STATCOM).



Фиг. 15. Simulink реализация на система за управление на фазата, базирана на векторно представяне

4. Симулационни изследвания

Изследванията да проведени за две стойности на ъгъла между q-осите на 2 трифазни системи – мрежова и референтна, като и двете са преобразувани до двуфазни. На фиг. 16 в момента t = 0.02[s] е дадено разрешение за синхронизация при голяма стойност на моментното ъглово разсъгласуване – 90^{0} ел., а временната диаграма на фиг.17 е получена при подаване на разрешение в момент, когато моментното ъглово разсъгласуване е значително по-малко - 15^{0} ел. Видно е от сравнителния анализ между двете фигури, че с цел ограничаване на пререгулирането, намаляване на времето за установяване, а също и намаляване на хармоничните изкривявания е препоръчително да се въведе условие за благоприятен момент за синхронизация.



5. Заключение

В работата са сравнени три типа PLL структури на трифазни алгоритми за управление на фаза в затворен контур чрез симулационни модели в Matlab/Simulink. Резултатите показват, че структурата базирана на класическия затворен контур и фазов детектор инвариантен спрямо напрежението е с най-лоши динамични и статични показатели, които зависят силно от началната моментна стойност на фазовия ъгъл. Структурата от фиг.8 е с най-добри показатели за качество, което се обяснява с липсата на нискочестотен филтър, но за управление на фазовия ъгъл е необходим допълнителен генератор. PLL използващ векторно двуфазно представяне при въвеждане на благоприятен момент за синхронизация $\varphi_0 < 15^0 ел$ предлага подобни на втората структура качествени показатели.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторите изказват своята благодарност на ФНИ – МОМН за финансирането на проект ДТК 02/1 – 2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Silva, S.M., Lopes, B.M., Fiho, B.J.C., Campana, R.P., Bosventura, W.C. "**Performance Evaluation of PLL algorithms for single-phase gridconnected systems**" Industry Applications Conference. 2004. 39th IAS Annual Meeting.

[2] Choi J.-W., Kim Y.-K., Kim H.-G. "**Digital PLL control for single-phase photovoltaic system**" (2006) IEE Proceedings: Electric Power Applications, 153 (1), pp. 40-46

[3] Hsieh, G.-C., Hung, J.C. "**Phase-locked loop techniques** - A survey (1996) IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43 (6), pp. 609-615

Автори: Евтим Йончев, доц. д-р - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", E-mail address: *efo@tu-sofia.bg*; Тодор Йонков, проф. д-р - катедра Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет - София

Постъпила на 07.05.2013

Рецензент проф. д-р М. Р. Михов



КОНФИГУРИРАНЕ НА АБСОРБИРАЩИ ФИЛТРИ С ОПЕРАТОРИ ОТ ОБОБЩЕНОТО ДРОБНО СМЯТАНЕ

Емил Николов

Резюме: В работата се предлагат структура и метод за конфигуриране на абсорбиращи филтри от непълен, дробен ред в системите за управление с поглъщане на смущенията. Методът се състои в използването на оператори за диференциране от теорията на обобщеното дробно смятане за синтез на функцията за фрактално диференциране с произволни стойности на непълния, дробен ред и на броя членове на оператора. Показани са възможностите на метода за конфигуриране на едночленни, двучленни тричленни и четиричленни функции.

Ключови думи: конфигуриране на абсорбиращи филтри от непълен ред, рационални апроксимации на оператори от обобщено дробна смятане

CONFIGURATION OF ABSORPTIVE FILTERS BY OPERATORS OF THE GENERALIZED FRACTIONAL CALCULUS

Emil Nikolov

Abstract: The work offers structure and method for configuration of absorptive filters of fractional order in control systems absorbing disturbances. The method consists in using operators from the theory of the generalized fractional calculus, for differentiation in the synthesis of the function for fractional differentiation with random values of the fractional order and the number of the terms of the operator. The possibilities of the method for configuration one-, two-, three- and four term functions are given below.

Keywords: configuration of absorptive filters of fractional order, rational approximations of operators of the generalized fractional calculus.

1. Въведение

Принципът на функциониране и методите за синтез на предложените от *Johnson C. D.* системи с поглъщане на смущенията са представени в $[1 \div 7, 8 \div 10]$. Известни са [10] аналитичните решения за динамиката на фракталните абсорбери A_r , които се използват в този клас системи (фиг.1), проектирани за частично поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение v (1) само върху регулируемата променлива y, но не и върху състоянието x на системата.

В настоящата разработка се предлага решение за конкретната рационална физическа реализация на абсорберите от непълен, дробен ред A_r (2), представени аналитично с използваните оператори от теорията на обобщеното дробното смятане. В случая, последните са илюстрирани с операторите на **Riemann-Liouville** [8,9] за интегриране ${}_{a}I_{r}^{\alpha}$ (3) и диференциране ${}_{a}D_{r}^{\beta}$ (4) от непълен, дробен ред (α или β, γ, δ), използващи специалната гама-функция Γ (5) [9], като разширение на функцията факториел на целите положителни числа.

$$\begin{array}{c} & \begin{array}{c} & \end{array}{} \\ & \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \varepsilon^{*}(p) & \end{array}{} \\ & \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(p \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(p \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \end{array}{} \\ & \left(s \left(s \right) & \left(s \left(s \right) & \left(s \left(s \right) & \left(s \left(s \right) & \left(s \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s \right) & \left(s$$

2. Цел и задачи на разработката

Настоящата разработка има за цел да предложи метод и структура за универсално конфигуриране, проектиране и реализиране на абсорбиращи филтри *д*, (2) с оператори от обобщеното дробно смятане за системи за управление с частично поглъщане на влиянието на обобщеното интегрирано смущение *v* върху регулируемата променлива *y* (фиг.1).

Задачите, поставени в изпълнение на целта, са да се: разработят универсални структура и метод за постигане желаната рационална функция на A_r , с помощта

на които да се конфигурира фрактално интегриране (диференциране) с произволни стойности на непълния, дробен ред и на броя членове на абсорбиращия оператор *A*, ; илюстрират показателни примери в потвърждение на възможностите на предложената универсална структура.

3. Метод за рационална апроксимация

Физическата реализация на операторите (3), (4) е затруднена и за това инженерната практика [8,9] използва и прилага честотно ограничени (за $\omega \in [\omega_{*}, \omega_{*}]$ с долна ω_{*} и горна ω_{*} граници) рационални апроксимации на операторите I^{*} (3), D^{*} (4). Те са демонстрирани респективно с $I^{*}_{\pi\pi}$ (6), $\varpi^{*}_{\pi\pi}$ (7) чрез полиномиалната рекурсивна апроксимация на *Alain Oustaloup* [11,12], където ω_{i}, ω_{i}' са съответните срязващи честоти на полиномите. Настоящата разработка възприема и прилага като универсален методът (6), (7) за рационална физическа реализация на фракталните едночленни \mathcal{A}_{*} , двучленни $\mathcal{A}_{*,*}$, тричленни $\mathcal{A}_{*,*,*}$ и четиричленни $\mathcal{A}_{*,*,*,*}$ абсорбиращи филтри (2) с използването на честотно ограничената полиномиална рекурсивна апроксимация (7). Приложението на избрания *метод* в решението на поставената задача е изразено с помощта на (8), където ω_{i}, ω_{i}' са съответни срязващи честоти на полиномите, а ω_{*} е единичната честота на апроксимацията.

$${}_{a}I^{\alpha}\left(p\right)_{\omega\in\left[\omega_{i},\omega_{i}\right]^{-a}}\stackrel{\alpha}{=}I^{\alpha}_{app}\left(p\right)\equiv\prod_{i=1}^{N}\left(I+\frac{p}{\omega_{i}'}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_{i}}\right)^{-i};\left(\omega_{i}<\omega_{i}';N:=\left\{1,2,\ldots\right\};n-1<\alpha< n\right)$$
(6)

$$D^{\alpha}\left(p\right) \stackrel{\alpha}{=} \left[\sum_{\omega_{i}, \omega_{i}}^{\alpha} \right] \mathcal{D}^{\alpha}_{app}\left(p\right) \equiv \prod_{i=1}^{N} \left(I + \frac{p}{\omega_{i}'} \right) \left(I + \frac{p}{\omega_{i}} \right)^{-1} ; \left(\omega_{i} < \omega_{i}'; N := \{1, 2, \ldots\}; n - 1 < \alpha < n \right)$$
(7)

$$\mathcal{A}_{a}\left(p\right)_{\substack{\omega \in \left[\omega_{1}, \omega_{n}\right]}{}} \stackrel{\triangleq}{=} \left(\mathcal{D}_{app\left(\omega_{n}\right)}^{a}\left(p\right)\right)^{-1} \equiv \left(\prod_{i=1}^{L} \left(1 + \frac{p}{\omega_{ai}}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_{ai}}\right)^{-1}\right)^{-1}; \\ \left\{1 < \alpha < 2\right\}; \left(\omega_{ai} < \omega_{ai}'\right) \\ L: = \left\{1, 2, \ldots\right\}$$

$$(8.a)$$

$$\mathcal{A}_{\alpha,\beta}\left(p\right)_{\substack{\alpha \in \left\{0\}\\ \omega \in \left\{0\}\\ \omega_{\alpha i}\right\}}} \left(\mathcal{D}_{\alpha \rho,\omega_{\alpha i}}^{\alpha}\left(p\right) + \mathcal{D}_{\alpha \rho,\omega_{\alpha i}}^{\beta}\left(p\right)\right)^{-1} \equiv \\ \equiv \left(\prod_{i=1}^{L} \left(I + \frac{p}{\omega_{\alpha i}}\right) \left(I + \frac{p}{\omega_{\alpha i}}\right)^{-1} + \prod_{j=1}^{M} \left(I + \frac{p}{\omega_{\beta j}}\right) \left(I + \frac{p}{\omega_{\beta j}}\right)^{-1}\right)^{-1}; \\ \left\{I < \alpha < 2\right\}; \left\{I < \beta < 2\right\}; \left(\omega_{\alpha i} < \omega_{\alpha i}\right); \omega_{\beta j} < \omega_{\beta j}\right)^{-1} \\ L := \left\{I, 2, \ldots\right\}; M := \left\{I, 2, \ldots\right\}$$

$$(8.b)$$

$$\mathcal{A}_{a \star \beta \star \gamma} \left(p \right)_{\substack{\alpha \in \left[\omega_{x}, \omega_{x} \right] \\ \sigma \in \left[\omega_{x}, \omega_{x} \right]}} \left(\mathcal{D}_{app, \omega_{xx}}^{\alpha} \left(p \right) + \mathcal{D}_{app, \omega_{xx}}^{\beta} \left(p \right) + \mathcal{D}_{app, \omega_{xx}}^{\gamma} \left(p \right) \right)^{-1} \equiv \\ \equiv \left(\prod_{i=1}^{L} \left(1 + \frac{p}{\omega_{ai}} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{ai}} \right)^{-1} + \prod_{j=1}^{M} \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}} \right)^{-1} + \prod_{k=1}^{N} \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}} \right)^{-1} \right)^{-1}; \quad (8.c)$$

$$\left\{ 1 < \alpha < 2 \right\}; \left\{ 1 < \beta < 2 \right\}; \left\{ 2 < \gamma < 3 \right\}; \left(\omega_{ai} < \omega_{ai} '; \omega_{\beta j} < \omega_{\beta j} '; \omega_{\gamma k} < \omega_{\gamma k} ' \right) \right)$$

$$L: = \left\{ 1, 2, \ldots \right\}; \quad M: = \left\{ 1, 2, \ldots \right\}; \quad N: = \left\{ 1, 2, \ldots$$

$$\mathcal{A}_{\alpha \bullet \beta \bullet \gamma \bullet \delta} \left(p \right)_{\substack{\omega \in \left[\overline{\omega}_{k}, \omega_{k} \right] \\ 0 \in \left[\overline{\omega}_{k}, \omega_{k} \right] }} \left(\mathcal{D}_{app, \omega_{k, \beta}} \left(p \right) + \mathcal{D}_{app, \omega_{k, \beta}}^{\beta} \left(p \right) + \mathcal{D}_{app, \omega_{k, \beta}}^{\gamma} \left(p \right) + \mathcal{D}_{app, \omega_{k, \beta}}^{\delta} \left(p \right) \right)^{-1} = \\ = \left(\prod_{i=1}^{L} \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}} \right)^{-1} + \prod_{j=1}^{M} \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}} \right)^{-1} + \\ + \prod_{k=1}^{N} \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}} \right)^{-1} + \prod_{l=1}^{Q} \left(1 + \frac{p}{\omega_{\delta l}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\delta l}} \right)^{-1} \right)^{-1}; \\ \left\{ 1 < \alpha < 2 \right\}; \left\{ 1 < \beta < 2 \right\}; \left\{ 2 < \gamma < 3 \right\}; \left\{ 3 < \delta < 4 \right\}; \left(\omega_{\alpha i} < \omega_{\alpha i}'; \omega_{\beta j} < \omega_{\beta j}'; \omega_{\gamma k} < \omega_{\gamma k}'; \omega_{\delta l} < \omega_{\delta l}' \right) \\ L := \left\{ 1, 2, \ldots \right\}; M := \left\{ 1, 2, \ldots \right\}; N := \left\{ 1, 2, \ldots \right\}; Q := \left\{ 1, 2, \ldots \right\} \right\}$$

4. Конфигурационна структура на фрактални абсорбиращи филтри с оператори от обобщеното дробно смятане

Настоящата работа предлага универсално приложима структура (фиг.2) за конфигурирането и постигане желаната рационална функция с оператори от обобщеното дробно смятане [13 \div 15] на абсорбиращи филтри A_r в системите за управление с частично поглъщане на влиянието на обобщеното интегрално смущение v (1) върху регулируемата променлива y. Идеята на предложената структура (фиг.2) се състои в използването на несложен *конфигурационен принцип* за реализация на A_r чрез:

• генериране на сума от неограничен брой оператори D_r^{α} (в т.ч. на техни рационални апроксимации $\mathcal{D}_{r,app}^{\alpha}$) за диференциране от произволен непълен, дробен ред α или β, γ, δ като членове на абсорбиращия смущението ν обобщен оператор;

 трансформационна размяна на числител и знаменател в генерираната сума за постигането на желаното полиномиално отношение ε*/ε;

конфигуриране на произволни по вид фрактални едночленни *A_a*, двучленни *A_a*, тричленни *A_a*, тричленни *A_a*, четиричленни *A_a*, и *n*-членни абсорбиращи филтри (2), в т.ч. на техни рационални апроксимации (8).

5. Числен пример

С помощта на предложените метод (6), (7) и конфигурационна структура (фиг.2) в работата на фиг.3 е показано конкретно решение за реализацията на фрактален четиричленен абсорбиращ филтър $\mathcal{A}_{a,\theta,\gamma,\sigma}$ (2.d). Използвани са рационалните апроксимации на дробните оператори $p_{(a_{a,s})}^{\alpha}$, $p_{(a_{a,s})}^{\beta}$, $p_{(a_{a,s})}^{\beta}$, B (2.d) съответно с помощта на $\mathcal{D}_{app, \Theta_{a,s}}^{\alpha}$, $\mathcal{D}_{app, \Theta_{a,s}}^{\beta}$, $\mathcal{D}_{app, \Theta_{a,s}}^{\beta}$, по зависимостта (8.d). Резултатът от примерното конфигурационно решение на $\mathcal{A}_{a,\theta,\gamma,\delta}$ (8.d) е илюстриран за конкретни стойности на параметрите в (8.d) и на техните съотношения, отразени в (9) ÷ (12). В двумерен параметричен плот като функция на α_{s} (12) са показани времевите и честотните характеристики на динамичната система $\mathcal{A}_{a,\theta,\gamma,\delta}$ (8.d) както следва: преходна функция $h_{\mathcal{A}_{a,\rho,\gamma,\delta}}(t)$ (фиг.4); импулсна преходна функция $i_{\mathcal{A}_{a,\rho,\gamma,\delta}}(t)$ (фиг.5); преходна характеристика $\varepsilon_{\mathcal{A}_{a,\rho,\gamma,\delta}}^{*}(t)$ (фиг.6); честотни характеристики $\mathcal{A}_{a,\theta,\gamma,\delta}(j\omega)$ (фиг.7, фиг.8, фиг.9).



$$A_{\alpha \bullet \beta \bullet \gamma \bullet \delta}\left(p\right) = \left(p_{(\alpha_{\alpha} \circ 200\alpha_{\alpha})}^{\alpha} + p_{(\alpha_{\alpha} \circ 200\alpha_{\alpha})}^{0.33} + p_{(\alpha_{\alpha} \circ 200\alpha_{\alpha})}^{0.22} + p_{(\alpha_{\alpha} \circ 200\alpha_{\alpha})}^{1.66}\right)^{-1}$$
(9)

$$\omega_{b} = 0.025 \ s^{-1}; \ \omega_{h} = 1500 \ s^{-1}; \ \omega_{u,\alpha} = \omega_{u,\delta} \gg \omega_{u,\beta} \gg \omega_{u,\gamma} \tag{10}$$

α	$arg D^{a}$	α_	$arg \mathcal{D}^{a}$	α	$arg D^{a}$	α	$arg \mathcal{D}^{a}$	
0,111555	10°	1,111555	100°	2,111500	190°	3,111500	280°	
0,222255	20°	1,222555	110°	2,222222	200°	3,222500	290°	
0,333555	30 °	1,333555	120°	2,333333	210°	3,333500	300°	
0,444555	40 °	1,444455	130°	2,444545	220 °	3,444500	310°	(12)
0,555555	50°	1,555555	140°	2,555555	230°	3,555500	320°	
0,675555	60 °	1,667555	150°	2,667500	240°	3,667500	330°	
0,778355	70 °	1,867555	160°	2,778500	250°	3,778500	340°	
0,889555	80°	1,889555	170°	2,889300	260°	3,889500	350°	

$$\alpha_{\bullet} = var; \ \beta = 0.33; \ \gamma = 0.22; \ \delta = 1.66 \tag{11}$$

6. Заключение

Нови и оригинални в настоящата разработка са:

• идеята (и нейното свеждане до крайна реализация) за използването на метода за честотно ограничена (за $\omega \in [\omega_{k}, \omega_{k}]$ с долна ω_{k} и горна ω_{k} граници) рационална полиномиална рекурсивна апроксимация (7) на операторите I^{α} (3), D^{α} (4) за реализацията на фрактални едночленни \mathcal{A}_{α} , двучленни $\mathcal{A}_{\alpha,\beta}$, тричленни $\mathcal{A}_{\alpha,\beta,\gamma}$, четиричленни $\mathcal{A}_{\alpha,\beta,\gamma,\delta}$ и *n*-членни абсорбери от произволен непълен, дробен ред в системите (фиг.1) с частично поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение v (1) върху регулируемата променлива y;

• универсално приложима структура (фиг.2) за конфигурирането и постигане желаната рационална функция с оператори от обобщеното дробно смятане на фрактални едночленни \mathcal{A}_{a} , двучленни $\mathcal{A}_{a,p}$, тричленни $\mathcal{A}_{a,p,r}$, четиричленни $\mathcal{A}_{a,p,r,s}$ и *n*-членни абсорбери от произволен непълен, дробен ред в системите (фиг.1) с частично поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение *v* (1) върху регулируемата променлива *y*;

• потвърждение на работоспособността на метода и на структурата чрез показаният числен пример на конфигурационно решение на четиричленен фрактален абсорбиращ филтър *A*_{*s.a.y.s*} (8.d) за система с частично поглъщане на влиянието на обобщеното интегрално смущение *v* върху регулируемата величина *y* и визуализация на динамичните характеристики на решението.



ЛИТЕРАТУРА

1. Johnson C. D. (1968), *Disturbance Absorbing Controllers, part 1*, IEEE Trans. Auto. Cont., © IEEE Control Systems Society, AC 13, 416

2. Johnson C. D. (1970), *Disturbance Absorbing Controllers, part 2*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 15, 222

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

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

5. Johnson C. D. (1972), *Disturbance Absorbing Controllers, part 5*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 17, 836

6. Johnson C. D. (1976), *Theory of Disturbance Accommodating Controllers*, Chapter 7 in the book: Advances in Control and Dynamic Systems, Vol. 12, Edited by C. T. Leondes, © Academic Press, 1976, 198 p.

7. Mohadjer M., C. D. Johnson (1984), *Load-frequency control with disturbance accommodation*, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, © 1984 Elsevier B.V. Science Direct, Volume 6, Issue 3, July 1984, pp. 143-149

8. Nikolov E. (2004), *Fractional Order Control Algorithms and Controllers*, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p

9. Nikolov E. (2004), *Special mathematical functions and fractal operators*, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

10. Nikolov E. (2013), *Fractional Absorbed Filters in the Control Systems - part I and part II*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, International Conference AUTOMAT-ICS'2013, FA, June 10-04, 2013 Sozopol, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Vol 63, (1), pp. 111-130

11. Oustaloup A. (1991), *La commande CRONE (commande robuste d'ordre non en-tier)*, © Hermès (Traité des Nouvelles Technologies - Série Automatique), Paris, ISBN 2-86601-289-5, ISBN 0989-3571, 495 p.

12. 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.

13. Kiryakova V. (1994), *Generalized Fractional Calculus and Applications*, Longman Sci. & Techn., Harlow - UK, ISBN 0-582-21977-9, Copubl by J. Wiley & Sons Inc., USA, 1994, 402 p.

14. Kiryakova V. (2010), *The special functions of fractional calculus as generalized fractional calculus operators of some basic functions*, Computers and Mathematics with Applications, 59, No 3 (2010), 1128-1141

15. Tenreiro Machado J., V. Kiryakova, F. Mainardi (2010), *A note and poster on the recent history of fractional calculus*, Fract. Calc. Appl. Anal. 13, No 3 (2010), 329-334

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

Постъпила на 24.04.2013 Рецензент чл. кор. проф. дтн П. Петков



ФРАКТАЛНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ПОГЛЪЩАНЕ НА СМУЩЕНИЯТА

Емил Николов, Нина Г. Николова

Резюме: В работата се предлага нов клас на системи за управление с абсорбиращи филтри от пълен и от дробен ред. Разгледани са възможностите за управление на индустриални обекти и системи с помощта на алгоритми, базирани на поглъщащи смущенията филтри от пълен и дробен ред. Анализирани са характеристиките и проектирането на абсорбиращите филтри. Филтрите са конфигурирани с оператори от обобщеното дробно смятане. Оценени чрез симулация са робастното качество и на робастната устойчивост на синтезираните системи от пълен и от дробен ред. Анализирани в индостите и проектирането на абсорбиращите филтри. Филтрите са конфигурирани с оператори от обобщеното дробно смятане. Оценени чрез симулация са робастното качество и на робастната устойчивост на синтезираните системи от пълен и от дробен ред. Анализирани са запасите на робастността. Потвърдена е ефективността от прилагане на дробни оператори за поглъщане на смущенията в индустриалните системи за управление.

Ключови думи: управление с фрактално абсорбиране на смущенията, фрактални абсорбиращи филтри, робастна устойчивост и робастно качество, запаси на робастността.

FRACTIONAL CONTROL SYSTEMS ABSORBING DISTURBANCES

Emil Nikolov, Nina G. Nikolova

Abstract: The work proposes essentially new class of control systems with filters of integer and fractional order absorbing disturbances. Possibilities for control of industrial plants and systems using algorithms based on the filters of integer and fractional order absorbing disturbances are reviewed. Characteristics and design of the absorptive filters are analyzed. The filters are configured by operators of the generalized fractional calculus. The robust performance and robust stability of the synthesized systems of integer and fractal order are estimated through simulations. Robust stability and robust performance margins are analyzed. It is confirmed the efficiency of applying fractional operators for absorption of disturbances in industrial control systems.

Keywords: fractional absorbing disturbances control - configurations and design of fractional absorptive filters, analysis and applications, robust stability and performance analysis, robust margins.

1. Въведение

Известни в литературата [1-11] са системите за управление с поглъщане на смущенията. Идеята за разработването им е на *С. D. Johnson* [1-7]. Системите от този вид са два типа. Първият са системите с пълно поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение v (1) и върху състоянието x на системата, и върху регулируемата променлива у на системата. Вторият тип (фиг.1.b) са системите, проектирани за частично поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение v - само върху регулируемата променлива y, но не и върху състоянието *х* на системата. Тяхната структура се отличава от класическата, традиционната (фиг.1.а), по това, че последователно на управляващия алгоритъм *к* е включен динамичен абсорбер, поглъщащ влиянието на *v*. Принципът на функциониране и методите за синтез на този клас системи подробно са разгледани в [8-10]. Известни са [11] и типовите решения за динамиката на абсорберите-интегратори от пълен *A*, и от непълен, дробен ред *A*, които са функция на типови фрагменти в записани трендове на разсъгласуването є на вече действащи в експлоатационни индустриални условия системи за управление (фиг.1.а) без участието на абсорбер в структурата им. "Оригиналните" типови решения за А, и за *я*, са показани обобщено с (2) и (3).



2. Цел и задачи на разработката

Настоящата разработка цели да разгледа и анализира функционалните възможности, ефективността и качеството на системите (фиг.1.b, фиг.1.c), проектирани с помощта на абсорбери [11] от пълен A_i и от непълен дробен ред A_i , за частично поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение v върху регулируемата променлива y, като ги сравни със съответните свойства на класическите, традиционните системи (фиг.1.а) при едни и същи други условия. Задачите, поставени в изпълнение на целта са да се: разработи обобщен аналитичен модел на индустриален обект, върху примера на който да се сравни качеството на изследваните системи; синтезират, моделират и симулират класическа, традиционна система (фиг.1.а) и системи с частично поглъщане и абсорбери от класа

A_i (фиг.1.b) и от класа *A_r* (фиг.1.c); анализират сравнително количествени показатели на качеството на трите системи.

3. Обобщен модел на индустриален обект

За целите на анализа на възможностите за приложение и на ефективността от използването на абсорберите от пълен и от дробен ред, се разглежда и използва за целите на моделирането и симулирането на системите с частично поглъщане *обобщен модел на обект* в класа на индустриалните обекти (фиг.2). Това е устойчива динамична система, която след конкретно параметризиране адекватно аналитично да моделира: или нивото на барабана в енергиен парен котел, или впръсковете в тракта на подготовката на прегрята пара към турбината, или тягата в димоотвода на енергиен блок и др. технологични процеси. Моделът отразява размера на собствените загубите на енергия в системата от процеса на дроселиране в регулиращия орган G_i , представен както следва. В нормиран вид и относителни единици за логаритмичен регулиращ орган са дадени:



Фиг.2

• *стационарните*: теоретична (4) характеристика $\delta(\ell)$, експлоатационна разходна (5) характеристика $q(\ell,s)$ и хидростатични загуби (9) на мощност $\Delta_{\varepsilon}(\ell,s)$; • *нестационарните*: експлоатационна разходна (7) характеристика q и енергийни (11) загуби E_{A} в процеса на дроселиране без звукова емисия; • *съответстващите за условията на звукова емисия* - $q^{\bullet}(\ell,s)$ (6), $q^{\bullet}(p)$ (8), $\Delta_{\varepsilon}^{\bullet}(\ell,s)$ (10), $E_{A}^{\bullet}(p)$ (12), където: $w_{o}, \Delta P_{mex}, Q_{mex}$ -начална скорост, максимални пад на налягане и обемен разход на флуида през регулиращия орган; a, b, n, ℓ_{o} -конструктивни и експлоатационни константи в зависимостите (4) ÷ (12); (•)-индекс за наличие на звукова емисия.

Резултатите от симулацията на модела (4) \div (12) на процесите на дроселиране са показани на фиг.3 \div фиг.8. Очевидни са свойствата на модела да апроксимира характеристиките на процесите. На фиг.3 и фиг.4 е показано поведението на основните величини - разход q, хидростатични загуби на мощност Δ_{ϵ} и енергийни загуби E_{λ} като реакция на генерирана случайна входна поредица промени в стойностите на ℓ , s, и ς . Предавателният коефициент по разход

$$\Delta q = (\partial q / \partial \ell) \Delta \ell + (\partial q / \partial s) \Delta s$$

е функция (фиг.7) на хидравличното натоварване *s* и на наличието (отсъствието) на акустична шумова емисия ς в процеса на дроселиране. Размерът на хидростатичните загуби на мощност Δ_{ϵ} е функция (фиг.8) на наличието (отсъствието) на акустична шумова емисия ς и на хидравличното натоварване *s*. Това е причина за характера на промяната на енергийните загуби при продължително функциониране на модела при генерирана случайна входна поредица промени в стойностите на ℓ , *s*, и ς (фиг.3, фиг.4). В зависимост от стойностите на величините *s* и ς в динамика стойностите на *q*, Δq и на *E*, варират многократно спрямо съответните номинали за едни и същи стойности на входната величина ℓ . В работата, с използването на зависимостите (4) + (12), е създаден *модел на обобщен обект за управление G* (13) като се приема, че $G_{i}(p) = 1$. Той е представен с: номиналната си предавателната функция *G** (14); смутения модел *G** (15); съответстващите на (13) преходни функции по регулируемата величина *y* и по хидростатичните загуби Δ_{ϵ} без и със наличието на акустична шумова емисия (фиг.9 + фиг.11); честотните *G*(*jw*,*s*) характеристики (фиг.12 + фиг.14).

4. Синтез на системи за управление на обобщен индустриален обект

За управлението на описания с (4) \div (15) обобщен индустриален обект са синтезирани три системи за управление. Първата е традиционна, класическа (фиг.1.а) система с алгоритъм за управление *к* (16). Втората е система (фиг.1.b) с частично поглъщане с алгоритъм за управление *к* (16) и абсорбиращ филтър от пълен ред $A_{1.2.3}$ (17). Третата е система (фиг.1.с) с частично поглъщане с алгоритъм за управление *к* (16) и фрактален абсорбер от непълен ред $A_{\alpha,\beta}$ (18), основаващ се на двучленен фрактален интегратор от ред $\alpha = 0,111555$ и от ред $\beta = 2,111555$.

5. Анализ на качеството на синтезираните системи

Синтезираните системи с алгоритми (16), (17), (18) за управление на обобщения индустриален обект (4) ÷ (15) са моделирани. Резултатите от параметричната паралелна симулация на моделите са показани с времевите на затворените и с честотните характеристики на отворените системи на фиг.15 ÷ фиг.16.

Резултатите от рабастния честотен *Nyquist*-анализ и *Nichols*-анализ по характеристиките на отворените и по характеристиките на затворените системи са визуализирани съответно на фиг.17.а \div фиг.18.а и на фиг.17.b \div фиг.18.b. Динамичните грешки и загуби на енергия в нестационарен (преходен) режим, систематизирани в табл.1., на синтезираните системи (фиг.1) при комбинирано (1) входно смущение ν (фиг.19) са определени с (19) \div (23) и показани на фиг.20 \div фиг.24.

$$\delta_{\log}(\ell) = e^{n(\ell-I)}, \quad (n = const)$$
(4)

$$q_{log}(\ell, s) = (1 - s(1 - e^{-2n(\ell - 1)}))^{-0.5}$$
(5)

$$q_{log}^{\bullet}(\ell, s) = \left(1 - s\left(1 - e^{2n(1-\ell)}\right)\right)^{-0.5} \kappa_b(\ell, s), \left(\kappa_b(\ell, s) = 0, 125(5, 25(\ell-1))^{1.85}(1-\ell)^{e^{-0.5(n+\ell)}}\right)$$
(6)

$$q_{log}\left(p\right) = \frac{\left(a\left(w_{o}\right)p+1\right)}{\left(b\left(w_{o}\right)p+1\right)} \cdot \frac{\kappa_{q}\left(\ell_{o},s\right)}{\left(T\left(s\right)p+1\right)} \ell\left(p\right), \left(\kappa_{q}\left(\ell_{o},s\right)=\left(1-s\left(1-e^{-2n\left(\ell-1\right)}\right)\right)^{-0.5}\right)$$
(7)

$$q_{log}(p,s) = \frac{\left(a\left(w_{0}\right)p+1\right)}{\left(b\left(w_{0}\right)p+1\right)} \cdot \frac{\kappa_{q}\left(\ell_{0},s\right)\kappa_{b}\left(\ell_{0},s\right)}{\left(T\left(s\right)p+1\right)} \ell\left(p\right)$$

$$\tag{8}$$

$$\Delta_{E_{log}}(\ell, s) = a \ s \left(1 - s \left(1 - e^{-2 \ n \left(\ell - 1 \right)} \right) \right)^{-0.5}, \ \left(a = \Delta \ P_{po \ max} Q_{v \ max} = const \right)$$
(9)

$$\Delta_{E_{log}} \left(\ell, s \right) = a \ s \left(1 - s \left(1 - e^{-2 \ n \left(\ell - 1 \right)} \right) \right)^{-0.5} \kappa_{b} \left(\ell_{0}, s \right)$$
(10)

$$E_{A \log}(p) = b \cdot s \cdot \frac{(c(w_0)p+1)}{(d(w_0)p+1)} \cdot \frac{\kappa_q(\ell_0,s)}{p(T(s)p+1)} \ell(p), (b = const)$$
(11)

$$E_{A_{log}}(p) = b \cdot s \cdot \frac{\left(c\left(w_{o}\right)p+1\right)}{\left(d\left(w_{o}\right)p+1\right)} \cdot \frac{\kappa_{q}\left(\ell_{o},s\right)\kappa_{b}\left(\ell_{o},s\right)}{p\left(T\left(s\right)p+1\right)} \ell\left(p\right)$$

$$(12)$$

$$G(p,s,\varsigma) = \frac{\left(a\left(w_{o}\right)p+1\right)}{\left(b\left(w_{o}\right)p+1\right)} \cdot \frac{\kappa_{q}\left(\ell_{o},s\right)\kappa_{b}\left(\ell_{o},s\right)}{\left(T(s)p+1\right)} \frac{0.5 \ e^{-\delta_{p}}}{\left(10 \ p+1\right)}$$
(13)

$$G^{*} = \hat{G}^{*} \cdot e^{-\tau^{*}p} = \frac{(p+1)}{(1,6\ p+1)} \cdot \frac{(1-s(1-e^{-s}))^{-0.5}}{(0,04\ p+1)} \left(\frac{15}{(4\ p+1)(9\ p^{2}+3\ p+1)}\right) \cdot (1+p)^{-3},$$

$$(s=0,315)$$

$$(14)$$

$$G^{\bullet} = \hat{G}^{\bullet} \cdot e^{-r^{\bullet} p} = \frac{(p+1)}{(1,6 \ p+1)} \cdot \frac{(1-s(1-e^{-s}))^{-0.5}}{(0,04 \ p+1)} \left(\frac{15}{(4 \ p+1)} \left(9 \ p^{2} + 3 \ p+1 \right) \right) \cdot (1+1,66 \ p)^{-3}}{(s=0,815)}$$
(15)

$$R = k_{p} \frac{(T_{1}p+1)}{T_{1}p} \frac{(T_{D}p+1)}{(0,2T_{D}p+1)} = 2,425 \frac{(2p+1)}{2p} \frac{(2p+1)}{(0,01p+1)}$$
(16)

$$A_{1 \cdot 2 \cdot 3}(p) = k \left(\left(T_{3} p^{3} \right) + \left(T_{2} p^{2} \right) + \left(T_{1} p \right) + 1 \right)^{-1} = 0,091234 \left(3p^{3} + 2p^{2} + 1 \right)^{-1}$$
(17)

$$\mathcal{A}_{\alpha \cdot \beta} \left(p \right) = \left(p_{\binom{\alpha}{(\omega_{x,s})}} + p_{\binom{\beta}{(\omega_{x,s})}} \right)^{-1} = \left(p_{\binom{0,111555}{(0,025)}} + p_{\binom{2,111555}{(625,000)}} \right)^{-1} = \\ = \left(\frac{(1132939.428\,p+1)}{(982252.29\,p+1)} \frac{(315192.911\,p+1)}{(273270.5305\,p+1)} \frac{(87689.21678\,p+1)}{(76026.07152\,p+1)} \frac{(24395.84925\,p+1)}{(21151.06792\,p+1)} \frac{(6787.122549\,p+1)}{(5884.398142\,p+1)} + \\ + \frac{(0.162890941\,p+1)}{(0.010930821\,p+1)} \frac{(0.045317577\,p+1)}{(0.003041043\,p+1)} \frac{(0.012607716\,p+1)}{(0.000846043\,p+1)} \frac{(0.003507569\,p+1)}{(0.000235376\,p+1)} \frac{(0.000975834\,p+1)}{(0.000065483\,p+1)} \right)^{-1} \end{cases}$$
(18)








Количествените резултати от проведените изследвания на качеството (устойчивост - запаси на устойчивостта, бързодействие - време на регулиране, динамична точност по *ISE*, *IAE*, *ITSE*, *ITAE*), на робастните свойства (робастна устойчивост, робастно качество, запаси на робастната устойчивост и качество) и загубите на енергия по *IEL* еднозначно доказват предимствата на системите с фрактални $\mathcal{A}_{\alpha,\beta}$ (18) пред системите с абсорбери $\mathcal{A}_{1,2,3}$ (17) от пълен ред, както и съществените предимства на системите с частично поглъщане (фиг.1.b, фиг.1.c) на обобщено интегрално смущение ν пред традиционните, класическите системи

(фиг.1.а). Това е и потвърждение, и доказателството на ефективността на идеята на настоящата разработка в структурата на системите с частично поглъщане на смущенията да се използват фрактални абсорбери *я*.

Табл.1

• • интегрално-квадратична динамична грешка J_{IEE}(t) index ISE (Integral Square Error)

$$J_{ISE}(t) = \int_{0}^{\infty} \varepsilon_{dyn}^{2}(v, t) dt$$
(19)

• • интегрална-абсолютна динамична грешка $J_{ME}(t)$ index IAE (Integral Absolute Error)

$$J_{IAE}(t) = \int_{0}^{\infty} \left| \varepsilon_{dyn}(v,t) \right| dt$$
(20)

• • интегрално-квадратична умножена по време динамична грешка J_{тте}(t) index ITSE (Integral Time-multiplied Square Error)

$$J_{ITSE}(t) = \int_{0}^{\infty} t \, \varepsilon_{dyn}^{2}(v, t) \, dt \tag{21}$$

• • интегрална-абсолютна умножена по време динамична грешка $J_{me}(t)$ index ITAE (Integral Time-multiplied Absolute Error)

$$J_{ITAE}(t) = \int_{0}^{\infty} t \left| \varepsilon_{dyn}(v, t) \right| dt$$
(22)

• • интегрални загуби на енергия в нестационарен (преходен) режим $E_{IEL}^{I}(t)$ index IEL (Integral Energy Losses)

$$E_{IEL}^{\bullet}(t) = \int_{0}^{\infty} t \Delta_{E_{log}}^{\bullet}(v, t) dt = \int_{0}^{\infty} a s_{t} t \left(1 - s_{t} \left(1 - e^{-2n\left(\ell_{t} - 1\right)} \right) \right)^{-0.5} \kappa_{b}(\ell_{0}, s) dt$$
(23)

7. Заключение

Нови и оригинални в настоящата работа са:

• идеята (и нейното свеждане до крайна реализация) за използването на абсорбери от непълен, дробен ред в системите с частично поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение *v*;

• синтезът на системи за управление на обобщен индустриален обект (4) \div (15) с алгоритми за управление, използващи в структурата си абсорбери от пълен A_i (фиг.1.b) и от непълен, дробен ред A_r (фиг.1.c), предназначени за частично поглъщане на влиянието на обобщено интегрално смущение v върху регулируемата величина y;

• моделиране, симулиране и анализ на: качеството, робастното качество и енергийните загуби на синтезираните системи с частично поглъщане на влиянието на обобщеното интегрално смущение у върху регулируемата величина у.

ЛИТЕРАТУРА

1. Johnson C. D. (1968), *Disturbance Absorbing Controllers, part 1*, IEEE Trans. Auto. Cont., © IEEE Control Systems Society, AC 13, 416

2. Johnson C. D. (1970), *Disturbance Absorbing Controllers, part 2*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 15, 222

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

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

5. Johnson C. D. (1972), *Disturbance Absorbing Controllers, part 5*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 17, 836

6. Johnson C. D. (1975), *A Preliminary Study of Disturbance Absorbing Controllers*, © Redstone, Alabama, 1975, 198 p.

7. Johnson C. D. (1976), *Theory of Disturbance Accommodating Controllers*, Chapter 7 in the book: Advances in Control and Dynamic Systems, Vol. 12, Edited by C. T. Leondes, © Academic Press, 1976, 198 p.

8. Nikolov E., D. Jolly, N. Nikolova, B. Benova (2005), *Commande Robuste*, Sofia 2005, © 2005 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-500-2, 216 p.

9. Nikolov E. (2004), *Fractional Order Control Algorithms and Controllers*, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p

10. Nikolov E. (2004), *Special mathematical functions and fractal operators*, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

11. Nikolov E. (2013), *Fractional Absorbed Filters in the Control Systems - part I and part II*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, International Conference AUTOMATICS'2013, FA, June 10-04, 2013 Sozopol, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Vol 63, (1), pp. 111-130

Автори: Емил Николов, проф. дтн- катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg*; Нина Г. Николова, доц. д-р - катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg*

Постъпила на 24.04.2013

Рецензент чл. кор. проф. дтн П. Петков



ВЪВЕЖДАНЕ НА ДОПЪЛНИТЕЛНА КООРДИНАТНА ОС ПРИ КЛАС МЕТАЛОРЕЖЕЩИ МАШИНИ С ЦИФРОВО-ПРОГРАМНО УПРАВЛЕНИЕ

Михо Михов, Марин Жилевски

Резюме: В статията са анализирани изискванията към електрозадвижването на допълнителна управляема координатна ос в един клас фрезови машини. Обсъдени са възможностите за подобряване на показателите чрез замяна на постояннотоково електрозадвижване с електрозадвижване с хибриден стъпков двигател. Управлението се осъществява в микростъпков режим. Проведените изследвания посредством моделиране и компютърно симулиране показват, че такова електрозадвижване може да подобри съответните показатели.

Ключови думи: позиционно управление, електрозадвижване с хибриден стъпков двигател, многокоординатно задвижване, фрезова машина

INTRODUCTION OF ADDITIONAL COORDINATE AXIS IN A CLASS OF MACHINE TOOLS WITH DIGITAL PROGRAM CONTROL

Mikho Mikhov, Marin Zhilevski

Abstract: Requirements to the electric drive of an additional controlled coordinate axis in a class of milling machines are analyzed in this paper. Some options for performance improvement through replacement of DC motor electric drive with hybrid step motor drive are discussed. The control is realized in microstepping mode of operation. Research by means of modeling and computer simulation shows that such type of electric drive can improve the respective performance.

Keywords: position control, electric drive with hybrid stepping motor, multicoordinate drive, milling machine

1. Въведение

За допълнително разширяване на възможностите на един клас металорежещи машини с цифрово-програмно управление е въведена допълнителна управляема координатна ос. По този начин тези машини стават петкоординатни със следните управляеми оси: координатна ос X (1), координатна ос Y (2), координатна ос Z (3), въртеливо движение на масата (4), наклон на масата (5).

В [1], [4], [5] и [6] са изследвани различни видове електрозадвижвания, които отговарят на предявените изисквания за съответните четири координатни оси и

шпиндела, като са анализирани техните показатели, с оглед практическото им приложение.

В тази статия са формулирани изискванията към електрозадвижването на въведената пета управляема координатна ос и е направен сравнителен анализ на два подходящи варианта: с двигатели за постоянен ток (ДПТ) и с хибридни стъпкови двигатели (ХСД). Показано е, че електрозадвижването с ХСД може да осигури необходимите динамични и статични показатели, отговарящи на изискванията на допълнителната ос. Същевременно, в сравнение с внедреното задвижване с ДПТ, може да се подобри надеждността, както и да се облекчи експлоатационната поддръжка, поради липсата на колекторно-четков апарат.

2. Изисквания към задвижването на допълнителната координатна ос

Разглежданите металообработващи машини се отнасят към машините с многокординатни системи за електрозадвижване, като допълнителното движение на масата е пета регулируема координатна ос [3].

Управляваната маса може да извършва реверсивно въртеливо движение (координатна ос 4) и наклон в двете посоки (координатна ос 5).

Блоковата схема на разработеното електрозадвижване с ДПТ за допълнителната координатна ос е представена на фиг. 3, където използваните означения са следните: ЦПУ – система за цифрово-програмно управление; РС – регулатор на скорост; РТ – регулатор на ток; СП – силов преобразувател; ДП – инкрементален датчик на път; МП – механична предавка; ЗМ – задвижван механизъм; θ – ъгъл на завъртане на вала на двигателя; θ_5 – ъгъл на завъртане на масата. Кое-

фициентът на механичната предавка МП има стойност $K_{Mn} = 3^0/$ об. = 0.0083, с което се осигурява достатъчно висока точност на позициониране.



Фиг.1. Блокова схема на електрозадвижването на координатната ос 5 ДПТ.

Проведени са подробни експериментални изследвания на внедреното постояннотоково 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.2.





Фиг.2. Експериментално получени осцилограми на скоростта при различни зададени наклони на масата в двете посоки:

a) $+90^{0}$; 6) $+60^{0}$; b) $+90^{0}$ μ -60^{0} .

На фиг.2.а е представена осцилограма на скоростта $\omega_5(t)$, получена при отработване на зададено преместване от $+90^{\circ}$, за което траекторията на скоростта е триучастъкова, със зададена установена стойност. На фиг.2.6 е показана осцилограма на скоростта, получена при зададено преместване от $+60^{\circ}$. На фиг.2.8 е дадена траектория на движение, получена при следните зададени премествания: $+90^{\circ}$ в едната посока и -60° за наклон в обратната посока.

На базата на извършените експериментални изследвания изискванията към електрозадвижването на тази координатна ос може да се формулират по следния начин:

- позициониране със зададена точност;

- максимален пусков момент за осигуряване на високо бързодействие и добри динамични показатели;

- реверсивно управление по скорост.

В средата на MATLAB/SIMULINK са разработени модели на системи за позиционно електрозадвижване с ХСД. Те дават много добра възможност за подробни изследвания на съответните преходни и установени режими и сравнителен анализ на показателите

3. Изследване на позиционно електрозадвижване с ХСД

Хибридните стъпкови двигатели съчетават добрите качества и на реактивните двигатели и на двигателите с постоянни магнити. Разглежданията се правят за двуфазен хибриден стъпков двигател (m = 2), управляван в микростъпков режим. При този метод на управление пълната стъпка по електронен път се дели на малки дискретни стойности:

$$\alpha_{\mu} = \alpha_{M}/k, \qquad (1)$$

където k е коефициентът на делене;

Механичната стъпка на двигателя се определя по следното уравнение:

$$\alpha_{_{\mathcal{M}}} = 2\pi/m_1 p , \qquad (2)$$

където: m_1 е броят на тактовете на комутацията; p – броят на двойките полюси. Блоковата схема на изследваното стъпково електрозадвижване е представена на фиг.3, където използваните означения са следните: ЦПУ – система за цифровопрограмно управление; МК – микроконтролер; СП – силов преобразувател; СД – хибриден стъпков двигател; ДП – датчик на път; МП – механична предавка; ЗМ – задвижван механизъм.



Фиг.3. Блокова схема на изследваното електрозадвижване с ХСД.

Уравненията, по които се определят нивата на токовете за съответните стъпки, са следните:

$$i_a(N_j) = I_{\text{nom}} \cos(ja_\mu); \qquad (3)$$

$$i_b \left(N_j \right) = I_{\text{nom}} \sin(j a_\mu), \qquad (4)$$

където: N_j е номер на микростъпката; j = 0, 1, 2, ..., k - 1. Времедиаграмите на фазните токове са представени на фиг.4.



Фиг.4. Времедиаграми на фазните токове при управление в микростъпков режим.

Резултантният статорен ток се получава от векторната сума на съответните фазни токове:

$$I = \sqrt{\left[I_{\text{nom}}\cos(ja_{\mu})\right]^{2} + \left[I_{\text{nom}}\sin(ja_{\mu})\right]^{2}} = I_{\text{nom}}.$$
 (5)

От уравнение (5) следва, че при управление в режим на микростъпки резултантният ток остава постоянен, равен на номиналната стойност, което осигурява равномерно движение с добро качество.

Представеният метод за изчисляване на необходимите нива на токовете е илюстриран за управление с 32 такта за един период, когато една пълна електрическа стъпка е разделена на 8 дробни стъпки. Съответните стойности на токовете в относителни единици i_a^* и i_b^* са приведени в табл. 1.

№ на	Фазни токове Ј		№ на	Фазни	гокове
такта	i_a^*	i_b^*	такта	i_a^*	i_b^*
0.	1.00000	0.00000	16.	-1.00000	0.00000
1.	0.98079	0.19509	17.	-0.98079	-0.19509
2.	0.92388	0.38268	18.	-0.92388	-0.38268
3.	0.83147	0.55557	19.	-0.83147	-0.55557
4.	0.70711	0.70711	20.	-0.70711	-0.70711
5.	0.55557	0.83147	21.	-0.55557	-0.83147
6.	0.38268	0.92388	22.	-0.38268	-0.92388
7.	0.19509	0.98079	23.	-0.19509	-0.98079
8.	0.00000	1.00000	24.	0.00000	-1.00000
9.	-0.19509	0.98079	25.	0.19509	-0.98079
10.	-0.38268	0.92388	26.	0.38268	-0.92388
11.	-0.55557	0.83147	27.	0.55557	-0.83147
12.	-0.70711	0.70711	28.	0.70711	-0.70711
13.	-0.83147	0.55557	29.	0.83147	-0.55557
14.	-0.92388	0.38268	30.	0.92388	-0.38268
15.	-0.98079	0.19509	31.	0.98079	-0.19509

Табл. 1. Нива на токовете при управление в режим на микростъпки.

На фиг.5 е показана векторната диаграма за микростъпков режим, когато една пълна стъпка е разделена на 8 дробни стъпки.

При избрана механична предавка с коефициент 120 и използван двигател с 200 пълни стъпки (по 1.8⁰) на оборот, точността на позициониране в приведения пример е следната:

$$\Delta \theta_5 = 360^0 / 120 \times 200 \times 8 = 0.001875^0 = 0.0000327 \text{ rad}.$$
 (6)

Математическият модел в пространството на състоянието може да се представи в следния вид, подходящ за изследване посредством компютърно симулиране [2]:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{a} \\ \dot{i}_{b} \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{K_{M}}{J} \sin(p\theta) & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{K_{M}}{J} \cos(p\theta) & 0 \\ -\frac{K_{M}}{J} \sin(p\theta) & \frac{K_{M}}{J} \cos(p\theta) & -\frac{C}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{a} \\ \dot{i}_{b} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{a} \\ u_{b} \\ M \\ 0 \end{bmatrix},$$
(7)

където: u_a и u_b са фазните напрежения; i_a и i_b - фазните токове; R - активното съпротивление на фаза; L - индуктивността на фаза; J_{Σ} - приведеният сумарен инерционен момент; C - коефициентът на вискозно триене.



Фиг.5. Векторна диаграма за приложения режим на микростъпки.

При анализа на процесите в разглежданото стъпково електрозадвижване се приемат следните допускания:

а) Пренебрегва се магнитната връзка между фазите, която е незначителна при хибридните стъпкови двигатели.

б) Не се отчита промяната на индуктивността като функция от роторната позиция, която е несъществена при стъпковите двигатели с постоянни магнити.

в) Пренебрегва се влиянието на зъбите върху момента, което намалява с увеличаване на честотата на управляващите импулси.

г) Не се отчита насищането при големите стойности на тока. Ефектът от насищането намалява с повишаване на скоростта, понеже токовете се ограничават поради нарастващото противо електродвижещо напрежение.

Направените опростявания са напълно допустими за нуждите на управлението и не оказват съществено влияние върху точността на моделирането на системата. Въпреки тях обаче, моделът на разглежданото стъпково електрозадвижване е нелинеен, което се дължи на функциите синус и косинус и тяхното умножение с променливите на състоянието в (4).

Посредством моделиране и компютърно симулиране са проведени подробни изследвания на съответните режими и алгоритми на управление, на базата на които са оценени показателите на системата. На фиг.6 са показани времедиаграми, получени съответно при движение с пълна стъпка (а) и в режим на микростъпки с делене на 8 (б).



Фиг.6. Времедиаграми при пълна стъпка (а) и при делене на 8 микростъпки (б).

Анализът на резултатите от проведените изследвания показва, че представеното електрозадвижване на допълнителната пета управляема координатна ос може да осигури необходимите статични и динамични показатели.

При практическото реализиране на представения режим на микростъпки е необходимо да се въведе отрицателна обратна връзка по ток, за да се осигурят точните стойности на фазните токове в статорните намотки [7].

Настройката на системата за управление при зададена точност на позициониране $\Delta \theta_5$ се осъществява в следната последователност:

1. Изчислява се стойността на микростъпката α_{μ} на базата на желаната точност на позициониране $\alpha_{\mu} = \Delta \theta_5 x K_{Mn}$.

2. В съответствие с уравнение (1), за получената α_{μ} се определя броят на микростъпките *k*.

3. Изчисляват се стойностите на фазните токове i_a и i_b по уравнения (3) и (4)

4. Съставя се съответната таблица, която се реализира при управлението на двигателя.

5. Заключение

При модернизацията на един клас металообработващи машини с цифрово-програмно управление е въведена допълнителна пета управляема координатна ос, с което се разширяват възможностите за прецизна обработка на по-сложни детайли и се повишава производителността.

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 надеждността и експлоатационната поддръжка.

Посредством компютърно симулиране на основните режими на работа и съответните алгоритми на управление е показано, че задвижване с хибридни стъпкови двигатели може да осигури необходимите показатели, отговарящи на поставените изисквания. Предложена е методика за практическа настройка на системата за управление, осигуряваща зададената точност на наклона на управляваната маса.

Проведените теоретични и експериментални изследвания, както и получените резултати от тях може да се използват при разработването и настройката на подобни позиционни електрозадвижвания.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ – София-2013 г. по Проект № 132ПД0038-08.

ЛИТЕРАТУРА

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

[2] Михов, М., *Системи за електрозадвижване*, Технически университет – София, София, 2011, ISBN 978-954-438-922-2.

[3] Попов, Г., Металорежещи машини, част 1: Приложимост, устройство и управление, Технически университет – София, София, 2002, ISBN 954-438-317-4.

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

[5]. Mikhov, M., M. Zhilevski, A. Spiridonov, Modeling and Performance Analysis of a Spindle Electric Drive with Adaptive Speed Control, *Journal Proceedings in Manufacturing Systems*, Vol. 7, No. 3, pp. 153-158, Bucharest, Romania, 2012, ISSN 2067-9238.

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

[7] Mikhov, M., P. Nakov, Stepping Motor Drive for Precise Positioning Applications, *Proceedings of the International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies*, Vol. 1, pp. 227-230, Nish, Serbia, 2008, ISBN 978-86-85195-59-4.

Автори: Михо Рачев Михов, проф. д-р инж. - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически университет - София, Еmail address: *mikhov@tu-sofia.bg*; Марин Милков Жилевски, маг. инж. - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически университет - София, E-mail address:*electric_zhilevski@abv.bg*

Постъпила на 07.05.2013 г.

Рецензент: проф. д-р Т. Йонков



ЛОГИЧЕСКО МОДЕЛИРАНЕ НА ДИНАМИЧНИ СРЕДИ НА ИНТЕЛЕКТЕН РОБОТ, БАЗИРАНО НА ПРОЦЕСА 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 разработката на механизъм за създаване на логически модели на динамични среди на интелектен робот,, физически вграден в тях. Представен е и начинът на взаимодействие между тези модели и модела на перцептуалното закотвяне.

Ключови думи: перцептуално закотвяне, ниво знания, изкуствен интелект, мобилни роботи, логически модели, динамична среда.

LOGIC MODELING DYNAMIC ENVIRONMENT OF AN UNTELLIGENT ROBOT, BASED ON PERCEPTUAL ANCHORING PROCESS

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 of the development of a mechanism for creating logical models of dynamic environments for a mobile robot, which is physically embedded in them. Presented is also the way of interaction between these models and the model of perceptual anchoring.

Keywords: perceptual anchoring, knowledge level, Artificial Intelligence, mobile, robots, logical models, dynamic environment.

1. Въведение

Автономните мобилни роботи (AMP) са агенти [5, 6], физически вградени в определена външна среда посредством техните сензори 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.

В преките си действия AMP трябва да инкорпорират процеси за логически разсъждения относно изградени на ниво знания описания на обектите от средата [4], както и процеси за физическо наблюдаване и манипулиране с тези същности. Когато определен AMP използва такива 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 представлява процес [2,3,7] 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 *семантични знания* за същите тези реални същности, с цел осъществяване на логически разсъждения и вземане на решения относно възможни рационални действия.

Тази статия акцентира върху механизъм за създаване на такава връзка между процесите на перцепция и логически разсъждения, която да се поддържа във времето. В основата на този механизъм стои *COM технологията* на Microsoft. Логическият модел на средата отразява важни свойства за обектите от средата и за релациите между тях, които може да търпят промяна във времето в зависимост от промените на характеристичните признаци на обектите. Когато AMP разполага с такъв механизъм, той ще бъде сигурен, че във времето обработва и обменя информация за един и същи обект, независимо от промените в данните, които настъпват. Това ще му позволи да подбира и да извършва рационални действия, водещи го към постигане на неговите цели.

2. Компонентен обектен модел (СОМ)

СОМ е стандартна за индустрията софтуерна архитектура, която решава проблеми по комуникацията (интеграцията) на отделни програмни модули, реализирани като EXE и DLL [9]. COM обектите, често се описват с термините на модела клиент сървър, в който СОМ сървърът е компонентът, осигуряващ на клиетските програми услуги чрез интерфейси. Итерфейсът логически групира методи и може да се разбира, като описание на услуги осигурени от определен компонент. Достъпът до методите на интерфейсите се получава чрез указател, който сочи към таблица от указатели към методи, известна като V-таблица (vtable). Всеки указател в таблицата позволява да се извърши достъп до единствен метод на интерфейса. Един специален интерфейс, наречен *IUnknown* се имплементира от всеки COM. Той съдържа три метода: QueriInterface, AddRef и Release. С първия метод клиентските програми извършват достъп до който и да е от интерфейсите, подържани от СОМ обекта. Вторият и третият метод работят с брояч на референциите. Един СОМ обект може да осигурява заявки от няколко различни клиенти. Броячът се увеличава при нов клиент и намалява, когато клиентът освободи обекта. При достигане на стойност нула СОМ обектът се унищожава.

На фиг.1 е илюстрирана връзката между СОМ технологията и перцептуалното закотвяне.



Фиг.1. СОМ модел и връзка с перцептуалното закотвяне

Програмата за перцептуално закотвяне (ППЗ) е реализирана като ООП програма [2] вградена в СОМ сървър, който предоставя интерфейс осигуряващ възможност на СОМ клиентите да се възползват от функционалността на ППЗ. Клиенти могат да извличат информация за обектите, които се намират на сървъра, чрез методите на интерфейса. Клиентите могат да използват котвите на ниво знания за предметната област. Те могат да се обръщат към сървъра, за да разберат дали определен знак е закотвен, кои котви са налични в даден момент, какви са характеристиките им или релациите с други котви. Когато котвата съществува, знакът е свързан с конкретен перцепт или все едно с конкретн обект от реалността. Клиентите могат да получават информация за атрибутите на един обект, дефиниционните области на атрибтите, стойностите на тези атрибути, информация за определени релации между обекти, координати на обект и т.н.

Интерфейсът предлага множество от методи, които взаимодействат с динамичния модел на перцептуалното закотвяне. По този начин те осигуряват за клиентите информация, която е актуална и която се променя непрекъснато. Представените методи в интерфейса са резултат от концептуализация и интерпретация на високо ниво (ниво знания) на модела на перцептуалното закотвяне. На фиг.2 е показаната схема, която е разширена с още един сървър, наречен комуникационен сървър за робот.



Фиг.2. Разширена СОМ комуникация

Този сървър предоставя интерфейс за управление на конкретен робот представен в [1]. На фигурата е показана възможността клиентът да използва ресурсите и от друг СОМ сървър. Този сървър може да бъде, например друга перцептуална система, която е базирана на други механизми за сензориране на средата или пък да бъде специална релационна база данни, която съхранява информация за други обекти и среди. Като клиетските програми могат да бъдат използвани програмни среди, подържащи СОМ (Visual Studio, Visual Basic, Visual Prolog, Matlab и др.). По този начин се създава логическо ниво, което е програмно отделено, но димично обединяващо информация от различни СОМ сървъри. Така чрез СОМ, програмата реализираща модела на перцептуалното закотвяне [2] се извежда на едно високо логическо динамично ниво.

3. Логическо моделиране на динамични среди

3.1. Концептуални модели и интерфейси

Свързано с програмата за реализиране на перцептуалното закотвяне и СОМ технологията са изградени два потребителски интерфейса, базирани на модел за концептуализация на предметна област представен в [8]. Концептуализацията на произволна предметна област представлява тройка $C = \langle O, F, R \rangle$, където: O - са обекти от предметната област; F - функции над обекти в O; R - релации между обекти в O.

Предметната област представлява динамична среда и робот, физически вграден в нея (посредством сензори и изпълнителни механизми). Предметната област е разделена на подобласти. Въз основа на концептуализацията на тези подобласти се създават интерфейси, които може да се използват за целите на логическо моделиране на динамичната среда. Единият интерфейс е изграден въз основа на концептуализация $C_{PA} = \langle O_{PA}, F_{PA}, R_{PA} \rangle$, която представя на ниво знания модела на перцептуално закотвяне [3], [7]. Вторият интерфейс е изграден въз основа на концептуализация $C_R = \langle O_R, F_R, R_R \rangle$, представяща функционалността на робот представен в [1].

3.1.1. Концептуализация на перцептуалното закотвяне (С_{РА})

Концептуализация $C_{PA} = \langle O_{PA}, F_{PA}, R_{PA} \rangle$ е изградена с цел обслужване на клиетски приложения, които да се възползват от функционалността на перцептуалното закотвяне. Множествата O_{PA} , F_{PA} и R_{PA} са дефинирани като:

- **O**_{PA}={ SYMBOL, TYPE_SYMBOL, ATTRIBUTE, ATTRIBUTE_DOMAIN, ATTRIBUTE_VALUE, LV, REAL_VALUE, VOID }.
- $F_{PA} = \{ GET_SYMBOL, GET_TYPE, GET_ATTRIBUTE, GET_ATTR_DOM, GET_ATTR_DOM_VAL, IS_ATTRIBUTE, IS_ATTR_DOM, IS_DOM, IS_ATTR_EQUAL \}.$
- $\mathbf{R}_{PA} = \{ IS_ANCHOR, GET_ANCHOR, UPDATE_ANCHOR, GET_X, GET_Y, GET_Z, GET_XYZ, RIGHT, LEFT, ABOVE, BELOW, FAR \}.$

	Обекти О _{РА}	Описание
1	$SYMBOL = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$	Множество от знаци (имена на обекти), например:
		$s_1 = c1, s_2 = c2$ (окръжности); $s_3 = s1, s_4 = s2$ (квадрата);
		$s_3 = r1, s_4 = r2$ (правоъгълника).
2	$TYPE_SYMBOL = \{ts_1, ts_2, \dots, ts_n\}$	Множество от имена на класове, например:
		ts_1 =circle, ts_2 =square, ts_3 =rectangle.

3	$ATTRIBUTE = \{a_1, a_2, \dots, a_n\}$	Множество от имена на атрибути, например:		
		a_1 =color, a_2 =shape.		
4	$ATTRIBUTE_DOMAIN=\{r_1, r_2,, r_n\}$	Множество от имена на подобласти на атрибути, например:		
		r_1 =red, r_2 =blue, r_1 =small, r_2 =big.		
5	$ATTRIBUTE_VALUE = \{d_1, d_2, \dots, d_n\}$	Множество от наредени двойки, в който вторият елемент е		
		стойност в определена дефиниционна област.		
		Например: $d_1 = \langle r, [0+255] \rangle$, $d_2 = \langle g, [0+255] \rangle$, $d_3 = \langle b, [0+255] \rangle$,		
		$d_4 = < width, [20 \div 50] >, d_5 = < height, [35 \div 255] >, d_5 = < radius, [7 \div 37] >.$		
		Тук r,g,b са елементите от цветовия модел RGB с дефиници-		
		онни обалти от [0÷255]. Width, height и radius са ширина, висо-		
		чина и радиус в пиксели.		
6	LV={true, false}	Множество от булеви стойности.		
7	$REAL_VALUE = \{R\}$	Множеството на реалните числа.		
8	VOID ={ }	Празно множество (използва се за удобство при представяне		
		на безаргументните функции от F _{PA}).		

	Функции F _{PA}	Описание
1	$GET_SYMBOL(void) \rightarrow SYMBOL$	Връща всички знаци регистрирани в знаковата сис-
		тема.
2	$GET_TYPE(s_i) \rightarrow ts_j$, където:	Приема аргумент знак и връща класа, към който при-
	$s_i \in SYMBOL$, $ts_i \in TYPE_SYMBOL$.	надлежи знакът.
3	$GET_ATTRIBUTE(s_i) \rightarrow at_j$, където:	Приема знак за обект и връща множество от атри-
	$s_i \in SYMBOL$, $at_i \subseteq ATTRIBUTE$	бути, които обектът притежава.
4	$GET_ATTR_DOM(s_i, a_k) \rightarrow ad_j$, където:	Приема знак и атрибут и връща множество от по-
	$s_i \in SYMBOL, a_k \in ATTRIBUTE,$	датрибути на атрибута а _к .
	$ad_i \subseteq ATTRIBUTE_DOMAIN$	
5	$GET_ATTR_DOM_VAL(s_i, a_k, r_n) \rightarrow av_j$, къ-	Приема знак и атрибут и податрибут и връща мно-
	$\partial emo: s_i \in SYMBOL, a_k \in ATTRIBUTE,$	жество от двойки за податрибут r _n .
	$r_n \in ATTRIBUTE_DOMAIN,$	
	$av_i \subseteq ATTRIBUTE_VALUE$	
6	IS_ATTRIBUTE(s_i, a_k) $\rightarrow LV$, където:	Приема знак и атрибут и връща true ако знакът s _i , има
	$s_i \in SYMBOL, a_k \in ATTRIBUTE$	атрибут a _k , в противен случай връща false.
7	$IS_ATTR_DOM(s_i, a_k, r_n) \rightarrow LV,$ където:	Приема знак, атрибут и податрибут и връща true ако
	$s_i \in SYMBOL, a_k \in ATTRIBUTE,$	r _n е податрибут на а _к във символа s _i .
	$r_n \in ATTRIBUTE_DOMAIN,$	
	$IS_DOM(s_i, r_n) \rightarrow LV$, където:	Приема знак и податрибут. Връща true, ако r _n е по-
	$s_i \in SYMBOL, r_n \in ATTRIBUTE_DOMAIN,$	датрибут в s _i .
8	IS_ATTR_EQUAL(s_i, s_j, a_k) \rightarrow LV, κ bdemo:	Приема два знака и атрибут. Връща true ако двата
	$s_i \in SYMBOL, s_j \in SYMBOL, a_k \in ATTRIBUTE$	знака съдържат атрибута а _к .

	Релации R _{PA}	Описание
1	$IS_ANCHOR(s_i),$	На всеки знак съпоставя стойност, която се връща като true или
	$s_i \in SYMBOL$	false, в зависимост от това дали символът в даден момент от време е
		закотвен или не, към перцепт.
2	$GET_ANCHOR(s_i)$	Записва в s _i множество от знаци които са закотвени в текущия мо-
	$s_i \subseteq SYMBOL$	мент от време. Връща true ако има закотвени знаци.
3	UPDATE_ANCHOR(l)	Обновява котвите, ако аргумент е true, и спира обновяването, ако е
	$l \in LV$	false. При успешно изпълнение връща true.
4	$GET_X(s_{i}, x),$	На всеки знак в текущ момент от време, съпоставя реално число, ко-
	$s_i \in SYMBOL$,	ето се записва в х. Това е позицията на обекта, означен с знак s _i no
	$x \in REAL_VALUE$	оста X. Връща true при успех и false в противен случй.
5	$GET_Y(s_i, y),$	Подобно на предното, но по оста Ү.
6	$GET_Z(s_i, z),$	Подобно на предното, но по оста Z (трето измерение).
7	$GET_XYZ(s_i, x, y, z),$	Подобно на предното, но по оста X, Y, Z (наредена тройка).
8	RIGHT (s _i , s _j), където:	На два знака съпоставя true ако s _i е отдясно на s _i или false в противен
	$s_i, s_j \in SYMBOL$	случай. Връща true ако s _i е отдясно на s _j .
9	$LEFT(s_i, s_j)$	Връща true ако s _i е отляво на s _i .
10	$ABOVE(s_i, s_j)$	Връща true ако s_i над s_j .
11	$BELOW(s_i, s_j)$	Връща true ако s_i e nod s_j .
12	$FAR(s_i, s_j)$	Връща true ако s_i е по-далеч по оста z от s_i .

3.1.2. Концептуализация на функционалността на робот създаден за целите на перцептуалното закотвяне (C_R).

Концептуализация $C_R = \langle O_R, F_R, R_R \rangle$ е изградена така, че клиетските приложения да използват функционалните възможности на АМР, фиг.3.

• $O_R = \{O1, O2, O3, O4, O5, O6, O7, O8, O9, O10\}$

• $F_{R} = \{GET_ROBOT_DIRECTION, GET_ROBOT_PATH, GET_ROBOT_SPEED, GET_DIRECTION_STEER, GET_ANGLE_STEER, GET_SPEED_STEER, GET_DIRECTION_CAMS, GET_ANGLE_CAMS, GET_SPEED_CAMS, GET_ENCODER_POSITION, MOVE_POSITION_ROBOT, MOVE_ROBOT, MOVE_CAMS\}$



Фиг.3. Прототип на АМР

• $R_R =$	{}	
-----------	----	--

	K ()	
	Обекти О _К	Описание
1	O1={straight, back}	Движение на робота напред и назад.
2	O2={left, right}	Посока на завиване на робота - наляво и надясно.
		Посока на завъртане на камерите - наляво и надясно.
3	<i>O</i> 3={0,1,,400}	Разстояние изминато от робота (ограничено до 400см.).
4	<i>O</i> 4={ <i>0</i> ,1,,4 <i>0</i> }	Завъртане на кормилото от 0 до 40 градуса.
5	05={0,18,36,,360}	Завъртане на камерите през 18 градуса.
6	O6={true, false}	Булеви стойности.
7	07={0%,,100% }	Скорост на движенията на робота в % (мин=0%, мах=100%)
8	$O8=\{void\}$	Празно (void) множество (за удобство при представяне).
9	$O9 = \{ \}$	Множество от наредени тройки от цели числа, които предс-
		тавляват стойности по координатите x, y z.
10	<i>O10=</i> { N }	Множество на естествените числа.

	Функции F _R	Описание
1	$getRobotDirection(void) \rightarrow o_i \in O1$	Връща посоката на движение на робота.
2	$getRobotPath(void) \rightarrow o_i \in O3$	Връща дължината на последно изминатия път.
3	$getRobotSpeed(void) \rightarrow o_i \in O10$	Връща скоростта, с която роботът се движи.
4	getDirectionSteer(void) $\rightarrow o_i \in O2$	Връща посока, в която върти кормилото.
5	$getAngleSteer(void) \rightarrow o_i \in O4$	Връща ъгъла, на което е завъртяно кормилото.
6	$getSpeedSteer(void) \rightarrow o_i \in O7$	Връща последно зададената скорост на кормилото.
7	$getDirectionCams(void) \rightarrow o_i \in O2$	Връща посока, в която върти камерата.
8	$getAngleCams(void) \rightarrow o_i \in O5$	Връща ъгъла, на която са завъртени камерите.
9	$getSpeedCams(void) \rightarrow o_i \in O7$	Връща последно зададената скорост на камерата.
10	$getEncoderPosition(void) \rightarrow o_i \in O10$	Връща позицията на енкодера за движение на робота.
11	$moveRobot(o_{i1}, o_{i3}, o_{i7}, o_{i2}, o_{i4}, o_{i7}) \rightarrow o_{i6},$	Придвижва робота. При успешно е придвижване връща true
	$o_{i1} \in O1, o_{i3} \in O3, o_{i7} \in O7, o_{i2} \in O2,$	в противен случай false.
	$o_{i4} \in O4, o_{i7} \in O7$, $o_{i6} \in O6$	
12	<i>moveRobotPosition</i> $(o_{i9}) \rightarrow o_{i6}$,	Придвижва робота до координати х, у, z. При успешно прид-
	$o_{i9} \in O9, o_{i6} \in O6$	вижване - връща true, в противен връща случай false.
13	$moveCams(o_{i2}, o_{i5}, o_{i7}) \rightarrow o_{i6},$	Завърта камерите. При успешно завъртане - връща true, в
	$o_{i2} \in O2, o_{i5} \in O5$, $o_{i7} \in O7, o_{i6} \in O6$	противен случай връща false.

3.1.3. Интерфейси

Въз основа на представените две концептуализации C_R и C_{PA} са изградени интерфейси в два СОМ сървъра, фиг.4. Интерфейсите капсулират интерпретацията на двете концептуализации. На фиг.4 са показани и задължителните интерфейси *IUnknown*, които съдържат посочените по-горе функции (методи), както и *Vтаблиците* с указателите към методите.



Фиг.4. СОМ сървъри, интерфейси и V-таблици

3.1.4. Общ концептуален модел

На потребителско ниво може да възникне необходимостта от допълнителен концептуален модел $C_{ADD} = \langle O_{ADD}, F_{ADD}, R_{ADD} \rangle$, който да отразява онези обекти, функции и релации, които възникват след обединението на различните концептуализации. Например, от обединяването на двете пространства C_R и C_{PA} , възникват релации:

- Обект със знак s в кой квадрант се намира (QUADRANT);
- Обект със знак *s* достъпен ли е от гледна точка на робота (ACCESS).

 $O_{ADD} = \{ QUADRANT, ACCESS \},$ където:

- QUADRANT={1, 2, 3, 4};
- ACCESS = {true, false}.

 $R_{ADD} = \{ IN_QUADRANT, ACCESSIBLE \}, където:$

- $IN_QUADRANT \subseteq SYMBOL \times QUADRANT;$
- $ACCESSIBLE \subseteq SYMBOL \times ACCESS.$

Тези релации не може да бъдат вградени в СОМ сървъра за робота, нито в СОМ сървъра за знаци, защото сървърите не знаят в какви приложения ще бъдат вградени в бъдеще и как ще взаимодействат помежду си. Освен това тук са посочени само два сървъра, но в други приложения може да има и други концептуални схеми C_N , както това е показано в блок схемата на фиг.5.



Фиг.5. Логически модел на динамична среда

Общият концептуален модел на средата е:

 $C_{USER} = \{ < O_{PA}, F_{PA}, R_{PA} >, < O_R, F_R, R_R >, < C_N >, < O_{ADD}, F_{ADD}, R_{ADD} > \}.$ Въз основа на общия концептуален модел се създава възможност да се конструират логически формули, според специфичните задачи, които роботът изпълнява във външната среда. Тези логически формули се използват в програми, които направляват робота за постигане на неговите цели. Това много удобно може да стане чрез програмния език Пролог, който е език за програмиране на ниво знания и автоматизира логически разсъждения.

3.2. Експерименти

На фиг.б.а е представена примерна предметна област, която съдържа два паралелепипеда, две сфери и робот, който наблюдава средата с камери. Глобалните перцепти получавани от камерите са двумерни матрици от пиксели, които съхраняват информация за тримерни обекти. С цел опростяване на алгоритмите за анализ, обектите в изображенията се приемат двумерни, фиг.б.б.



Фиг.6.а.-3D, Фиг.6.б.-2D. Динамична среда и робот, поставен в нея

Сцената е динамична и фигурите може да се движат в средата, също така е възможно те да търпят и промяна на характеристиките си, например - промяна на цвета. За тази динамична среда е направено следното:

- Изграден е СОМ сървър, който имплементира програма, реализираща формалния модел на перцептуално закотвяне. В този сървър е дефиниран потребителски интерфейс, представен с концептуализацията С_{РА.}
- Изграден е СОМ сървър, който имплементира функционалността на робота и потребителски интерфейс, представен с концептуализацията С_R
- ➢ От концептуализацията С_{РА} и С_R е създадена концептуализация С_{АDD}.
- От С_{РА}, С_R и С_{ADD} е създаден общ концептуален и интерпретационен модел С_{USER} на динамичната среда.
- Формулирани са логически изрази, които описват движенията и задачите на робота в средата.
- Създадена е логическа програма, с която роботът разсъждава относно обектите в средата и извършва действия в нея.
- Средата е динамична и котвите се обновяват непрекъснато посредством ППЗ [2], вградена в сървъра. Това се отразява на програмата на високо ниво, реализирана от СОМ клиента. По този начин динамичната промяна на връзката знак-перцепт, внася динамика в разсъжденията на робота.

Примерни логически изречения.

• Изречението:

 $\forall S1 \forall S2 \forall X1 \forall X2[isAnchor(S1) \land isAnchor(S2) \land getX(S1, X1) \land getX(S2, X2), X1 > X2 \rightarrow right(S1, S2)]$

според динамиката на сцената и знаците за обектите, с които се свързват променливите S1,S2,X1,X2, може да бъде вярно в един момент от време и невярно в друг. Ако котвите за S1 и S2 са създадени (роботът наблюдава обектите) и стойността на координата X за обекта S1 в изображението от камерата е по-голяма от стойността на координата X за обекта S2, то S1 е отдясно на S2. Например ако роботът наблюдава средата от *фиг.* 6, тогава:

 $[isAnchor(r1) \land isAnchor(c1) \land getX(r1,9), getX(c1,5) \land (9 > 5) \rightarrow right(r1,c1)] = TRUE.$

 $[isAnchor(c1) \land isAnchor(r2) \land getX(c1,5) \land getX(r2,7) \land (5 > 7) \rightarrow right(c1,r2)] = FALSE.$

Ако се премине към използване на клаузи на Хорн и се използва програмният език Пролог, става възможно бързо и удобно да се изграждат логически програми (бази знания), които позволяват да се водят разсъждения относно поведението на робота директно в термините на конкретната предметна област. Например за разглеждания случай:

right(*S*1,*S*2):-*isAnchor*(*S*1),*isAnchor*(*S*2),*getX*(*S*1,*X*1),*getX*(*S*2,*X*2),*X*1>*X*2.

 Следващото логическо изречение придвижва робота към обекта *S*, когато *S* е отдясно на *T* и обектът *S* е достъпен за робота: *mpr(S,T,X,Y,Z): – right(S,T),accessible(S),moveRobotPosition(X,Y,Z).*

Цел: getX(r2, X), getY(r2, Y), getZ(r2, Z), mrp(r2, c2, X, Y, Z).

• Ако обектът със знак X е от клас *circle*, създадена е котва и X притежава податрибут *small* и *blue*, то роботът знае, че вижда пред себе си окръжност означена с X, която е малка и синя на цвят:

robotSee(X,Y,Z,T): -(getType(X) = Y), isAnchor(X), isDom(X,Z), isDom(X,T).

Цел: *robotSee*(*c2*,*circle*,*blue*,*small*).

 Ако роботът трябва да намери обект с определени характеристики, може да се състави следната логическа програма:

```
robotSee(X, Y, Z, T): -getType(X), X = Y, isAnchor(X), isDom(X, Z), isDom(X, T), !.
```

 $robotFind(X, Y, Z, T, _): - robotSee(X, Y, Z, T),!.$

 $robotFind(_,_,_,_,S):-S = 378,!.$

```
robotFind(X,Y,Z,T,S):-moveCams("left", S, 50), S1 = S + 18, robotFind(X,Y,Z,T,S1), S1 < 378.
Цел: robotFind(c1,circle,red,big,0).
```

 Ако роботът трябва да намери обект означен със знак X в определен момент, без да се интересува от неговите характеристики:

 $robotFind(X, _): -isAnchor(X), !.$

 $robotFind(_, S): -S = 378, !.$

```
robotFind(X, S):-moveCams("left", S, 50), S1 = S + 18, robotFind(X, S1), S1 < 378.
Цел: robotFind(c1, 0).
```

4. Заключение

Представеният в тази статия подход за изграждане на логически модели на динамични среди на робот, акцентира върху обединяването на модела на перцептуалното закотвяне, концептуализацията и СОМ технологията. СОМ сървърът за символи имплементира перцептуалното закотвяне, което изгражда връзка между, от една страна знаци, които посочват обекти, и от друга - перцепти, които от гледна точка на робота са реални същности. Перцептът тук е издигнат до ниво структура за един обект от средата. Тази връзка знак-перцепт е на ниско ниво и така създадена не е достъпна за външно използване. За да бъде използвана за логически разсъждение и планиране, е необходим интерфейс, който да предоставя достъп на робота до тази информация. Интерфейсите, базирани на концептуализацията, трябва да позволяват максимално използване на информацията от сървърите. По този начин се осигурява възможност роботът логически да разсъждава относно средата. в която е поставен. Като се използват интерфейсите от различни концептуални схеми, може да се изграждат нови концептуализации, които допълват общото концептуално пространство. Тази стратегия се използва в АМР, който е създаден за изследване и развитие на перцептуалното закотвяне.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Р. Василев, Д. Димитров. Автономен мобилен робот за изследване и развитие на система за перцептуално закотвяне. Международна конференция "Автоматика'2012, ФА", Созопол.
- [2]. Software for perceptual anchoring in autonomous mobile robot. R. Vasilev, D. Dimitrov. Control Systems © 2012 Institute of Systems Engineering and Robotics ISSN 1310 8255
- [3]. S. Coradeschi and A. Saffiotti. Anchoring symbols to sensor data: preliminary report. *In Proc. of the 17th AAAI Conf., pages 129–135, 2000.*
- [4]. Allen Newell. The Knowledge Level. Artificial Intelligence, 18, 1982.
- [5]. Simon,H.A. Rational choice and the structure of environment. *In Models of Bounded Rationality*, vol.2. MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 1958.
- [6]. Michael Brady. Robotics science. *MIT Press, ISBN 0262022842,1989.*
- [7]. S. Coradeschi and A. Saffiotti. Perceptual anchoring of symbols for action. In *Proc. of the 17th IJCAI Conf., pages 407–412, 2001.*
- [8]. Д. Димитров, Д. Никовски. Изкуствен интелект. Второ преработено издание. *ISBN 954-438-252-6. Изд. ТУ-София, 1999*.
- [9]. Desktop Applications With Microsoft Visual Basic 6.0 MCSD Training Kit, Microsoft Corporation.

Автори: Радослав Кирилов Василев, инж. маг. докторант - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *radoslav_kv@abv.bg*; Димитър Петков Димитров, доц. д-р - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет - София,; E-mail address: *dpd@tu-sofia.bg*

Постъпила на 30.04.2013

Рецензент доц. д-р В. Балавесов



ИНТЕРФЕЙС НА ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ МОБИЛЕН РОБОТ

Атанас Димитров, Владимир Заманов

Резюме: В доклада са представени резултатите по съчетаване работата на сензорната система на малък дистанционно управляем изследователски високомобилен робот с потребителски ориентиран интерфейс за воденето му. Специфицирани са основните критерии удължаващи времето за автономна работа на робота и са разгледани реализираните модули за събиране на данни от бордовите сензори и безжичното им предаване към операторският пулт. Детайлизирани са особеностите при създаването на графичният интерфейс визуализиращ получената информация от бордовите IR локатори, сонари и 2D лазерен скенер. Представени са резултати от проведените експерименти.

Ключови думи: мобилен робот, изследователски робот, инфрачервени локатори, сонари, лазерен скенер, операторски интерфейс.

INTERFACE OF EXPLORATION MOBILE ROBOT

Atanas Dimitrov, Vladimir Zamanov

Abstract: The paper presents results of combining the work of sensor system of a small remotely operated highly mobile robot for exploration and research and userfriendly interface for leading it. The main criteria, prolonging operation time of the robot are specified and implemented modules for collection of the data from on-board sensors and their wireless transmission to the operator's console are discussed. Characteristics of creating Graphical User Interface rendering information received from the board IR locators, sonars and 2D laser scanner are detailed. The results from conducted experiments are presented.

Keywords: mobile robot, exploration robot, *IR* locators, sonars, laser scanner, operator interface.

1. Въведение

Изследователските мобилни роботи (ИМР) са дистанционно управляеми от оператор с развита сензорна система. Сензорната система определя позиция и ориентация на тялото на робота в пространството – локализацията му. Тя получава информация за структурата на работната сцена (за картографирането ѝ), както и за изпълнение на целеви задачи.

ИМР с компактни размери от лек тип (*до 10kg*), предназначени за области свързани с анализ и работа в опасни среди, проучвания при бедствия и аварии, както

и за екологични и научни изследвания, във функционално отношение не трябва да се различават от роботите от средните и големите класове. На базата на наличното им сензорно оборудване и комуникационна връзка, те комуникират с оператора в реално време, обменяйки динамично информация за:

- наличието на обекти от различно естество в работната сцена;
- визуализиране на проходими трасета;
- движението на робота положение, скорост и ускорение;
- състоянието на енергийната система и бордовото оборудване;
- различни видове целеви измервания (температура и влажност, газови емисии и др.);
- изпълнение на предварително заложени автоматични цикли, осигуряващи частична автономност.

При тези роботи ограниченията са основно от конструктивно ниво, които рефлектират и върху функционалните им възможности. Малките им конструктивни размери, респективно монтажна повърхност и обем ограничават:

- възможността за добавяне на сензори подобряващи информационният поток от данни към оператора, включително и видео камери;
- оборудването с бордови компютър за повишаване на изчислителният ресурс на робота и осигуряващ му частична автономност при изпълнение на предварително въведени автоматични цикли;
- монтирането на акумулаторни батерии с по-голям капацитет осигуряващи време за работа на робота (*4ч. и повече.*);
- изграждане на усъвършенствана локомоционна система, изискваща допълнително вграждане на двигателни механизми, която да позволява преодоляване на препятствия от различно естество.

В концептуално отношение, съществуващите съвременни реализации на мобилни роботи от лек тип, са с ограничено сензорно оборудване и следователно функционалност. Информацията за средата и работната сцена се събира посредством една или повече цветни или черно бели камери, системите са телеуправляеми и имат предимно информационни задачи [1].

Мобилен робот от лек тип *2TraMoR* [3] се развива и в ТУ-София. Робота има верижна локомоционна система и е предназначен за изследователски и лабораторни нужди. В отделните етапи от неговото развитие, информационно-сензорната му система е еволюирала в зависимост от опита и спецификата на заложените задачи. Първоначално в [2] е представена мулти-сонарна система състояща се от 8 сензора монтирани в пояс по корпуса на робота, осигуряващи информация за разстоянията до обектите в близост до мобилната платформа (МП). Така изградената система в [3] е доразвита, като част от фронталните и странични сонари са заменени с 2D лазерен скенер, а останалите са разположени така, че да осигурят информация за не сканираната област - отзад и отгоре. като са добавени IR локатори,засичащи препятствия в непосредствена близост (до 200mm) и на разстояния до 800mm, спомагащи надеждното водене на МП.

В настоящият доклад е представен етапа от изграждането на потребителският интерфейс на робота 2*TraMoR* и съчетаване работата му с изградената инфор-

мационно-сензорна система, като е поставен акцент върху комуникационната система и възпроизвеждане на данните от 2D лазерен скенер, сонари и IR локатори.

2. Управление на 2TraMoR

За пълнота на изложението на фиг.1 е показана блоковата схема на управлението на *2TraMoR*. Тя е разделена на 2 части – бордова и операторски пулт, като се използва безжичен информационен канал за обмен на данни.



Фиг.1. Блокова схема на управлението на 2TraMoR

Показани са модулите имащи отношение при изграждането на комуникацията и приложният потребителски интерфейс за воденето на робота, а в табл.1 са приведени данните касаещи комуникацията и интерпретирането на сензорните данни.

		I worming a I have	~J.		
№	Сензор	Тип	бр.	Обхват	Интерфейс / Данни
1	URG-04LX-UG01	2D лазерен скенер	1	20÷4095mm	USB2.0 / ASCII
2.a	LV-MaxSonar-WR1	Сонар	1	0÷6450mm	Аналогов / напрежение
2.б	SRF05	Сонар	4	100÷4000mm	Цифров / TTL импулси
3.a	GP2Y0A21YK0F [7]	IR локатор	2	100÷800mm	Аналогов / напрежение
3.б	GP2Y0A41SK0F	IR локатор	4	40÷300mm	Аналогов / напрежение
4	SHT15	Температура / Влажност	1	-40÷120°C / 0÷100%RH	Сериен / 14bit / 12bits
5	MQ-7	СО сензор	1	20÷2000ppm	Сериен / TTL
6	MG811	СО ₂ сензор	1	350÷10000ppm	Сериен / TTL
7	RM-G146	9-axis инерциален сензор (IMU)	1	$\pm 250 \div 2000^{\circ}/s/\pm 2/\pm 4/\pm 8g/$ $\pm 1.3 \div \pm 8.1 Gauss$	I2C
8	RD02 - 12v	Задвижване	1	-	I2C (сериен) / (9600, 19200, 38400bps)
9	nRF24L01 [4]	2.4GHz Wi-Fi	2	100m	USART / Bytes

Таблица 1. Модули на системата на управление на 2TraMoR

Както се вижда от табл.1, различните модули комуникират чрез различни интерфейси, което води до нехомогенни информационни пакети за съответните измерени и/или генерираните данни. По долу в точка 3 ще бъдат разгледани поподробно отделни аспекти от създаденият комуникационен протокол и метода за имплементирането му в системата за управление на *2TraMoR*.

Проектирани са платки за бордовият и операторският контролер (фиг.2) състоящи се от съответните PIC микроконтролери, модулите за безжична комуникация и *SIP* конектори за свързване на отделните сензори и модули.





а/ бордови б/операторски Фиг.2. Контролери на системата за управление

Използването на *SIP* конектори за връзка, позволява бързото монтиране, демонтиране и евентуална подмяна на използваните компоненти. Бордовият контролер се захранва от акумулаторните батерии, като тук е предвидено също и захранването на лазерният скенер, който в момента си на включване консумира ток от порядъка на *800mA*.

Операторският модул се захранва от USB шината на операторската станция, като консумацията му не надхвърля *50mA*.

3. Безжична комуникация

За осъществяване на комуникацията между оператора и робота се използва безжична връзка, реализирана чрез два модула от *Sparkfun nRF24L01* + с керамична чип антена за честотният диапазон от $2.4 \div 2.525GHz$. Модулите са с много ниска консумация *11.3mA* в режим на предаване и *13.5mA* в режим на приемане и могат да се захранват с напрежение в диапазона от $3.3 \div 7V$. Скоростта на обмен по въздуха може да се избира измежду *250kbps*, *1Mbps* и *2Mbps*, а за връзка с контролерите използват *SPI* интерфейс. Трансферирането на данните може да става в пакети с динамично променяща се големина в границите от $1 \div 38$ байта, като фактически полезната информация е в размер до *32* байта, а останалите са служебни (подготовка и адрес) [4].

На фиг.3 е показан формата на кадъра на данните изпращани от ИМР към операторската станция. Големината на кадъра е 1700 байта, от които 1430 байта са същински данни. Протокола за обмен е изцяло стрингово (ASCII) базиран, като за целта данните от всички сензори с изключение на тези от 2D скенера, се кон-

вертират в символи. URG-04LX-UG01 използва SCIP2.0 комуникационен протокол, който е ASCII базиран и не е необходимо повторно преобразуване.

	-	2TraMoR		→ Opera	ator Control Unit F	rame: 1430 Byt	es of D.	ATA + 270 Bytes Head	lers	
	55 AA	h RX Address: h TX 3-5 Bytes 3	DATA: 32 Bytes	55h RX AAh TX	Address: DATA: 3-5 Bytes 32 Bytes	••••	• • •	55h RX Address: AAh TX 3-5 Bytes	DATA: 32 Bytes	
										$\overline{\ }$
Li	DAR: HOKU	YO URG-04LX-UG	01:		INFRARED: GP2Y0.	Ax1xK0F:		SONARS: SRF05 an	d LV-MaxSonai	r-WR1
	Max: 1364	Bytes of DATA	-		Max: 12 Bytes of 1	DATA		Max: 10 By	tes of DATA	
RD02-1	2V (Encoders	+ Batteries State+ M	lotors	Current):	SHT15 (Temp & H	lumidity):	CO	& CO2 sensors:	RM-G146 (9-a	xis IMU):
	Max	: 11 Bytes of DATA			Max: 4 Bytes of	DATA)	Max	: 2 Bytes of DATA	Max: 27 Bytes	ofDATA
AAh	0xe7e7e7e7e7e7	Packet 1 (32Bytes)	AAh	0xe7e7e7e7e7	e7 Packet 2 (32Bytes)					
AAh	0xe7e7e7e7e7	Packet 3 (32Bytes)	AAh	0xe7e7e7e7e	e7 Packet 4 (32Bytes)					
			:							
AAh	0xe7e7e7e7e7	Packet 42 (32Bytes)	AAh	0xe7e7e7e7e7	e7 Packet 43 (20 +12 Bytes for IR)					
AAh	0xe7e7e7e7e7	[10 (US) + 11 (RD	002) + 4	Packet 44 (SHT15) + 2 (6	CO&CO2) = 27Bytes]					
AAh	0xe7e7e7e7e7		(RM-	Packet 45 G146 27 Byte	s)					

Фиг.3. Формат на кадъра на данните изпращани от 2TraMoR

Първоначално се предават данните получени от 2D скенера, като последният пакет е допълнен с 12 байта данни от инфрачервените сензори. Останалите два пакета от по 27 байта включват 10 байта за сонарите 11 байта за системата за задвижване, 6 байта за целевите сензори и 27 байта за данните от инерциалната измервателна система.

Преди да се предадат към операторският приложен интерфейс, към пакета данни се добавят още два байта данни от джойстика за водене на робота, задаващи направлението и скоростта на движение. Данните се изпращат чрез операторският контролер (фиг.2.б), който е свързан чрез USB2.0 интерфейс към настолен или преносим компютър. Чрез имплементиране на *Communication Device Class* (CDC) стандарта, който е подобен на *RS232C* връзката с приложната програма е значително опростена, тъй като данните се получават през съответният виртуален сериен порт.

Връзката между оператора и мобилният робот е двупосочна, като в случая в активен режим на работа към 2TraMoR се предават единствено данни за управлението на задвижващата система и кои групи сензори да функционират. Изключение е първоначалният диалог между системите на оператора и робота, при който бордовият контролер е настроен за приемане на задействащите го команди, след което преминава в режим на предаване, а операторският контролер е настроен противоположно. Данните свързани с управлението се предават след приемането на всеки кадър от MP, като в случая размера им варира от $10\div12$ байта, от които 5 са служебни, а останалите са информационни (фиг.4).

Operat Frame:	or Control Unit 4 Bytes of DAT	→ 2TraMoR A 6 Bytes Headers	•	
55h RX AAh TX	Address: 3-5 Bytes	DATA: 1-32 Bytes	1	
AAh	0xE7E7E7E7E7	DATA: 4-6 Bytes]	
Comm	and for sensors	Sync byte: (0x00)	Command for RD02	End of transmission:
Turn O	N front IRs and S1: (0xFA)			
Turn O U	N back IRs and ss: (0xA5)			
Turn ON	IMU and Target: (0x7E)			
Turn C	ON All sensors: (0xF5)			

Фиг.4. Формат на кадъра на данните приемани от 2TraMoR

Първият информационен байт е предназначен за сензорната система. На фигурата са показани и част от командите активиращи всички или отделни групи от сензорите, като командите за деактивирането им са огледални на посочените. Последният байт служи за обозначаване края на предаването, а останалите 4 са предназначени за системата за задвижване, (0x00 синхронизиращ байт, а следващите са запазени за конкретните команди, чийто размер варира от $2\div3$ байта.

4. Приложен потребителски интерфейс

За визуализация на сензорните данни е разработено *Windows* съвместимо приложение с помощта на *Microsoft Visual Studio Ultimate 2012*. Използваният програмен език е *С*#. На фиг.5 е показан началният екран на приложението.



Фиг.5. Изглед на потребителското приложение

Обособени са условно три групи информационни полета: *група 1* - вътрешни сензори (визуализира данните получени от IMU и енкодерите); *група 2* – визуализира информацията от сензорите за измерване на разстоянието; *група 3* –

представя информацията получена от целевите сензори и състоянието на захранващите източници. Връзката с бордовият контролер се осъществява и деактивира съответно с бутоните [Connect] и [Disconnect].

На този етап от развитието на системата и потребителското приложение, основен акцент е направен върху частта необходима за воденето на робота. Необходимата визуална информация се получава основно от втората група сензори, като в случая тази група е разделена на *3* подсекции. Основна секция, която представя двумерна карта на сцената, получена от лазерният скенер и фронталният ултразвуков сонар. Две секции за графично представяне на релефа на сцената и препятствия в средата над сцената използваща информацията от инфрачервените и ултразвуковите сензори, монтирани съответно в предната и задната част на мобилната платформа.

На фиг.6 са показани *screenshots* при активирано приложение и получени данни от лазерният скенер и фронталния сонар при движение по кръгова орбита.



Фиг.6. 2D визуализация на сцената с Hokuyo URG-04LX-UG01 [6] и сонар LV-MaxSonar-WR1 [5]

Информационното поле е разграфено с координатна мрежа с растер еквивалентен на 20ст и размери покриващи целият работен обхват на сензорите. Измереното от сонара разстояние се представя, чрез пунктирана линия насочена по централната ос на основният лоб на сигнала, завършваща с маркер, определящ разстоянието до предполагаемото препятствие. Сонара е монтиран под 2D скенера и не намалява измервателният му обхват, а динамично променящото се графично представяне на разстоянието, позволява съответното прецизиране действията на оператора.

На фиг.7 е показано разположението на сензорите за разстояние върху мобилната платформа, а на фиг.8 геометричната интерпретация служеща за определяне на измервателният обхват и ъглова ориентация на сензорите. Приети са следните обозначения:





Таблина 2

а/ поглед отгоре б/вертикален изглед Фиг.7. Разположение на сензорите върху 2TraMoR

r_{max} – максимално разстояние на разпространение на излъченият сигнал;

b – височина на сензорният излъчвател спрямо основата;

a – максимално измервано разстояние при наклон на сензора под ъгъл φ .



Фиг.8. Графично зависимост за определяне на ъгъл φ

При определянето на ъгъл φ под който да се монтират сензорите се спазват следните съображения:

- конструктивната височина на водещите колела на веригите е 70mm, което дава максималната височина на преодолимите препятствия 40mm;
- минимално разстояние от МП за засичане на преодолими препятствие е 44cm за IR₁ и IR₄ и 16cm за останалите;

Така при дефинирани a, b и r_{max} , в табл.2 са приведени стойностите за ъгъл φ на съответните сензори.

				1 аблица 🖉
Сензор	<i>b</i> , [mm]	<i>a</i> , [mm]	<i>r_{max},</i> [mm]	<i>φ</i> , [°]
$IR_{1,4}$	90	440	800	6.4
IR _{2,3,5,6}	90	160	300	17.5

На фиг. 9 са показани програмните алгоритми с които се реализира управлението на *2TraMoR*. Преди да се стартира приложението е необходимо операционната система (OC) да инициализира операторският контролер за да го асоциира с адрес на порт. При стартиране на приложението се отваря съответният порт и се изпраща команда за включване на всички сензори. В началният момент контролера е настроен за приемане и започва да предава след приемане на първите данни. След получаването на команда за активиране на сензорите, бордовият контролер, прочита последователно всеки един от сензорите, и преди да върне данните от 2D скенера премахва "*Echo*" и "*Timestamp*" стринговете от същинските данни, като по този начин се намалява целият размер на пакета данни.



Фиг.9. Програмни алгоритми на работата на системата за управление

На фиг.10 е показан изглед при получаване на данни от инфрачервените сензори в предната и задната част на робота.



Фиг. 10. Визуализация на препятствия засечени от сензорите

Тъй, като приложението все още е в процес на разработка и пълната му функционалност и оптимално съгласуване с всички модули е в процес на тестване, детайлизирана визуална информация от тези сензори предстои да се имплементира и тества. Този етап от развитието на *2TraMoR* цели да определи до каква степен съществуващата сензорно-информационна система има способността да осигури необходимите данни, както и визуалната им интерпретация без това да доведе до необходимост от добавяне на изчислителни ресурси на борда на робота.

5. Заключение

В доклада е представена разработката на интерфейса за управление на мобилен изследователски робот *2TraMoR*. Като етап от развитието му е разработено Windows приложение за визуализация на информацията от сензорите за разстояние. Проведени са експерименти за съгласуване на отделните компоненти на системата за управление.

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] Zamanov V., Dimitrov At., *High-Mobility Ground Robots*, International Conference Robotics, Automation and Mechatronics'11, 5-6.10.2011, Sofia, 2011, pp. r21-r28
- [2] Заманов V, Димитров Ат., Симеонов Ст., *Развитие на сензорната система на изследователски мобилен робот*, Сборник с доклади от МК АВТОМАТИКА '2012, ФА, 1-4 Юни, том 62, книга 2, 2012 г, Созопол, България, с.303-312
- [3] Dimitrov At., Zamanov V., *Ranging system of remote control tracked robot*, International Conference Robotics, Automation and Mechatronics'12, Sofia, 15-17 October, 2012, pp. r1r4, 2012
- [4] Nordic Semicond. ASA, *Single chip 2.4 GHz Transceiver nRF24L01*+, 2006
- [5] MaxBotix Inc., LV-MaxSonar High Performance Sonar Range Finder, 2012
- [6] Hokuyo Automatic, URG-04LX-UG01, 2012.
- [7] Sharp Corporation , GP2Y0A21YK0F, 2006

Автори: Атанас Димитров, маг. инж. - Център по Информатика и Технически Науки (ЦИТН), Бургаски Свободен Университет, E-mail address: *atanas@bfu.bg*; Владимир Заманов, доц. д-р - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически университет-София, E-mail address: *vzamanov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 30.04.2013

Рецензент: доц. д-р П. Венков



АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ ЗА МЕХАТРОННИ СИСТЕМИ, ОСНОВАНО НА ОЦЕНЯВАНЕ НА ОБРАТНИ МОДЕЛИ

Васил Балавесов

Резюме: В работата се предлага ефективен и прост подход към адаптивното управление на мехатронни системи, който се основава на дефинирането и оценяването на обратни модели. При използването на такива подходи обаче се появяват трудности при неминималнофазовост на модела или при лошо демпфирани нули. Такива проблеми обичайно се проявяват при съвременните мехатронни системи при сравнително голяма честота на дискретизация, както и поради естественото вариране на параметрите на моделите с промяната на конфигурацията. Предлага се специфичен подход за ефективното решаване на тези проблеми, при който се избягва съкращаването на нули на процеса.

Ключови думи: мехатронни системи, управление на роботи, адаптивно управление, обратен модел, оценяване на параметри, синтез на управление.

ADAPTIVE CONTROL OF MECHATRONIC SYSTEMS BASED ON ESTIMATION OF INVERSE MODELS

Vassil Balavessov

Abstract: The paper proposes an effective and simple approach to the adaptive control of mechatronic systems that is based on the definition and evaluation of inverse models. However, the use of such approaches is usually related to difficulties in the case of nonminimum phase systems or for systems with poorely damped zeros. Such problems usually occur in modern mechatronic systems with relatively high sampling rate, and due to the natural variability of the model parameters caused by configuration changes. The approach proposed effectively addresses these issues, while preventing the cancellation of the process zeros.

Keywords: mechatronic systems, control of robots, adaptive control, inverse models, parameter estimation, control synthesis

1. Увод

Използването на обратни модели при управлението на мехатронни системи е подход с доказана ефективност. Такъв например е *методът на обратния динамичен модел* при управлението на роботи [6, 7], който теоретично дава възможност за перфектно проследяване на произволни гладки траектории. Много често в процеса на нормалната работа на такива системи възникват параметрични промени, или е априорно невъзможно да се определят точните стойностита на редица параметри.

В комбинация с поставени високи цели на управлението, това прави използването на адаптивни подходи към управлението препоръчително и дори наложително. Практическата реализация на мехатронни системи е центрирано около използването на децентрализирано самонастройващо управление [1] от класа на индиректното адаптивно управление [1, 2], което се характеризира с оценяване на линейни регресионни модели.

Основно изискване при използването на адаптивни подходи е методът за синтез на управление да е несложен [1, 2], за да позволява ефективна работа в реално време. При управление с минимална дисперсия или с обобщена минимална дисперсия [5, 9] – методи, които са съвсем приемливи по отношение на простота, възникват проблеми при неминималнофазови процеси или при наличие на лошо демпфирани нули.

Много често мехатронните системи нямат номинален режим (респ. номинална работна точка), което предполага съответно изменение на параметрите в процеса на нормалната работа и динамично изменение на параметричните оценки. Тази динамика при *он-лайн* оценяването създава условия за модели с лошо демпфирани нули и локална неминималнофазовост.

2. Постановка на проблема

За простота най-напред разглеждаме обект с един вход и един изход, който достатъчно точно да се описва от следното диференчно уравнение:

$$u(t) = u_0 + a_f x(t+d) - \left(\sum_{i=0}^m a_i x(t-i)\right) + \left(\sum_{i=1}^m b_i u(t-i)\right),$$
(1)

където t е дискретното време (t = 0, 1, 2, ...); d е закъснението, измерено в термините на дискретното време (интервала на дискретизация); x е изходът на обекта за управление; u е управляващият вход; b_i , (i = 1, ...m), a_i , (i = 0, 1, ...m), както и a_f , са коефициенти на модела.

Смущението u_0 е представено като адитивен входен сигнал, което предполага известни удобства при компенсирането му чрез управляващия вход.

Представянето на смущенията като адитивен вход позволява ефективно и независимо решаване на две задачи на синтеза – управление на динамиката на обекта и компенсиране (канцелиране) на смущенията [3].

Апроксимиращата структура на обекта за управление е илюстрирана на фиг.1.



Фиг.1. Структура на модела на минималнофазов процес

Редът на модела е n = m + d и записът (1) предполага дискретното чисто закъснение $d \ge 1$ да е цяло число, тоест чистото закъснение да е кратно на интервала на дискретизация. Съответната дискретна предавателна функция на обекта (без отчитане на адитивното смущение на входа) има вида

$$W_{p}(z) = \frac{z^{m} - N_{p}(z)}{a_{f} z^{m+d} - D_{p}(z)}, \text{ където} \begin{cases} N_{p}(z) = \left(\sum_{i=1}^{m} b_{i} z^{m-i}\right) \\ D_{p}(z) = \left(\sum_{i=0}^{m} a_{i} z^{m-i}\right) \end{cases}$$
(2)

Същественото изискване тука е полиномът в числителя да е моничен, тоест коефициентът пред най високата степен на дискретния оператор на Лаплас да е равен на единица ($b_0 = 1$). Такава конвенция улеснява синтеза на управление, доколкото позволява непосредствено разрешаване по отношение на търсеното уп-Известна трудност възниква, когато равление в момента *t*. полиномът $z^{m} - N_{n}(z)$ не е *хурвицов*, тоест когато обектът се апроксимира с *неминимално*фазов модел. Аналогични затруднения биха възникнали и когато предавателната функция (2) има лошо демпфирани нули. В тези случаи не се препоръчва съкращаване на нулите поради съображения за устойчивостта на затворената система и за качеството на процесите [1]. В работата по-нататък приемаме за удобство, че чистото закъснение приема минималната дискретна стойност, d = 1. Това е типичната ситуация при мехатронните системи. Предимство на представянето (1-2) е в максимално опростения синтез на управление, както се пояснява по-нататък. Предизвикателството тука се свежда до директното оценяване на параметрите на модела вместо получаването му чрез преобразуване на обичания за индиректното адаптивно управление модел.

3. Регресионен модел и оценяване на параметри

Ако запишем апроксимиращото диференчно уравнение (1) във формата на линеен по отношение на параметрите регресионен модел, получаваме

$$u(t) = \mathbf{y}^{T}(t+1)\,\mathbf{p}(t)\,,\tag{3}$$

където

$$\mathbf{y}(t+1) := \begin{bmatrix} x(t+1) & x(t) & \cdots & x(t-m) & u(t-1) & \cdots & u(t-m) & 1 \end{bmatrix}^T \in \Re^{2m+3},$$

са *регресорите*, а векторът *р* представлява съответните *параметри*;

$$\boldsymbol{p}(t) \coloneqq \begin{bmatrix} a_{\mathrm{f}}(t) & a_{\mathrm{0}}(t) & \cdots & a_{m}(t) & b_{\mathrm{1}}(t) & \cdots & b_{m}(t) & u_{\mathrm{0}}(t) \end{bmatrix}^{T} \in \Re^{2m+3}.$$

Регресионният модел (3) е обратен в смисъл, че описва входа на обекта в даден момент от времето във функция на поредица на стойности но изхода, както и от предходни стойности на входа [3, 4, 8]. По същество той е *некаузален* модел, доколкото за изразяване на управлението е необходим бъдещ по отношение на текущия момент изход. На практика това се изразява в съответно закъснение в процедурата за оценяване на параметрите.

Параметрите на модела (3) се извършва *он-лайн* и в съответствие с подходящ метод за параметрична идентификация, като трябва да отчетем обстоятелството, че този модел е обратен и некаузален. При използване на рекурсивна схема [1, 2] имаме

$$\hat{\boldsymbol{p}}(t) = \hat{\boldsymbol{p}}(t-1) + \boldsymbol{k}(t) \,\boldsymbol{\varepsilon}(t) \tag{4}$$

където $\hat{p}(t)$ е оценката на параметричния вектор в дискретния момент (t = 1, 2, ...), k(t) играе ролята на *калманово* усилване [1] (и при едновходов обект има дименсията на параметричния вектор), а $\varepsilon(t)$ е грешка при оценяване на изхода на обратния модел и може да се разгледа като разсъгласуване между управляващия вход и изхода на обратния модел.

Съществената разлика от конвенционалния подход за оценяване на модели тука е в това, че в този случай управляващият вход u(t) най-напред се генерира от контролера, а след това се оценява в качеството на изход на обратния модел (3) въз основа на текущите оценки на параметрите на модела, а разсъгласуването $\varepsilon(t)$ се получава при сравняване на съответните стойности:

$$\varepsilon(t) := u(t-1) - \mathbf{y}^T(t)\,\hat{\mathbf{p}}(t-1) \tag{5}$$

(Тук и по-долу под ":=" ще разбираме "означава" или "замества".) Основната идея се свежда до това, че серийната конфигурация на обекта и съответния обратен модел в идеалния случай ще има еквивалентна единична предавателна функция (за да се реализира това обаче обратният модел би трябвало да е *некаузален*). На практика обратният модел неизбежно е каузален, което обяснява и въвеждането на закъснението в израза (5). Задачата за оценяване на параметрите се свежда формално до минимизиране (например в средноквадратичен смисъл) на разсъгласуването между управляващия вход и изхода на обратния модел. При рекурсивния метод на най-малките квадрати [1, 2] рекурсивното оценяване (4) се основава и на съотношенията
$$\boldsymbol{k}(t) = \boldsymbol{\Phi}(t) \, \boldsymbol{y}(t-1) \tag{6}$$

$$\boldsymbol{\Phi}(t) = \left[\boldsymbol{\Phi}_{e} - \boldsymbol{\Phi}_{e} \mathbf{y} \left(1 + \mathbf{y}^{T} \boldsymbol{\Phi}_{e} \mathbf{y}\right)^{-1} \mathbf{y}^{T} \boldsymbol{\Phi}_{e}\right](t-1)$$
(7)

където се въвежда ефект на забравяне чрез подходящ избор на дисконтов множител (забравящ фактор) λ (0 < $\lambda \le 1$):

$$\boldsymbol{\Phi}_{e}(t-1) \coloneqq \frac{1}{\lambda} \boldsymbol{\Phi}(t-1) \quad . \tag{8}$$

При $\lambda = 1$ ефектът на забравяне отсъства, но с намаляване на този фактор забравянето се засилва, като се изразява в намаляване на тежестта на отдалечени назад във времето събития. Обикновено вместо съотношенията (7)–(8) в литературните източници се дава математически еквивалентното съотношение

$$\boldsymbol{\Phi}(t) = \frac{1}{\lambda} \left[\boldsymbol{\Phi} - \boldsymbol{\Phi} \, \boldsymbol{y} \, \left(\lambda + \boldsymbol{y}^T \boldsymbol{\Phi} \, \boldsymbol{y} \right)^{-1} \boldsymbol{y}^T \boldsymbol{\Phi} \right] (t-1) \quad , \tag{9}$$

което сега няма да бъде използвано. Тука и в (7) с квадратни скоби е означено изчисляване на векторно-матричен израз с общ аргумент.

Забележки:

- 1. Рекурсивното оценяване започва с подходяща начална стойност $\boldsymbol{\Phi}_0 \coloneqq \boldsymbol{\Phi}(0)$ на симетричната матрица (която обичайно се избира диагонална и с достатъчно големи диагонални елементи [1, 2]), така и с разумно избрани начални стойности на параметричните оценки $\hat{\boldsymbol{p}}_0 \coloneqq \hat{\boldsymbol{p}}(0)$.
- При λ = 1 в рекурсивната схема (4) (8) отсъства забравяне, но с течение на времето тогава адаптивната система започва да става нечувствителна към евентуално изменение на параметрите (вж. например [1]), което се изразява в намаляване на сингулярните числа на матрицата Φ(t) с течение на времето и съответното намаляване на усилването в (4), респ. (6). Изборът на адекватен дисконтов множител (забравящ множител) е съществен за ефективното функциониране на адаптивната система, но априорното му определяне е трудно.
- 3. Въвеждането на дисконтов множител чрез (8) дава отлични възможности за адаптивно управление на забравянето съобразно процесите в затворената система (например при оценяване на променливи параметри). Този подход осигурява гъвкавост и е съвместим и с идеята за инициализиране (*англ.*: *resetting* вж. например [1]) при необходимост на матрицата $\boldsymbol{\Phi}(t)$.

4. Синтез на управление

Един възможен подход към синтеза на управление извеждаме от известния метод на управление с *минимална дисперсия* [5,9], съответно адаптиран към постановката на обратен модел [8, 3, 4, 10]. За сега предполагаме, че обектът е минималнофазов. Казано опростено, управлението се мисли като извлечено директно

от описанието (1) на обекта, като обаче параметрите се заместват с техните оценки, а бъдещият изход x(t+1) се замества формално със задаващия вход $x_{ref}(t)$:

$$u(t) = \hat{u}_0 + \hat{a}_f x_{\text{ref}}(t) - \left(\sum_{i=0}^m \hat{a}_i x(t-i)\right) + \left(\sum_{i=1}^m \hat{b}_i u(t-i)\right).$$
(10)

Този подход се основава на следните основни моменти: параметри на обратния динамичен модел (1) се използват директно при синтеза на управление, динамиката на управлявания процес се реконструира напълно, а нулите на процеса се канцелират. Предимствата са следните:

- 1. Както непосредствено може да се провери, при *перфектни* параметрични оценки еквивалентната предавателна функция $x_{ref} \mapsto x$ на затворената система приема вида $\Psi(z) = 1/z$, тоест затворената система е с *безкрайна степен на устойчивост*.
- 2. Получените параметри на обратния динамичен модел (1) се използват директно при синтеза на управление. Синтезът на управлението (10) е максимално прост и фактически изцяло се извършва на етапа на оценяване на параметрите.
- 3. Възможно е получаване на произволна динамика на затворената система чрез включване на сериен еталонен модел, тоест чрез подходящо филтриране на задаващия вход *x*_{ref}.

Желаното качество на адаптивната система се задава чрез модел, който да има за нули нулите на процеса и е подобен в структурно отношение на обекта за управление (2):

$$W_m(z) = g_m \frac{z^m - \hat{N}_p(z)}{z^{m+1} - D_m(z)},$$
(11)

където в знаменателя зададен устойчив *моничен* полином. Полиномът в числителя на (11) е идентичен с оценката на полинома в числителя на предавателната функция (2), а коефициентът на усилване се изчислява съгласно:

$$g_m = \lim_{z \to 1} \frac{z^{m+1} - D_m(z)}{z^m - \hat{N}_p(z)}.$$
 (12)

Изпълнението на горното условие гарантира, че след затихване на преходните процеси изходът на еталонния модел ще е идентичен с подадения постоянен вход. Забележка: Необходимо е да се вземат мерки граничният преход да съществува и да е различен от нула. Това на практика означава следното: Ако z = 1 е нула на предавателната функция (11), то z = 1 трябва да се избере и за нейн полюс (съкращаване на нула и полюс). Ако единицата не е нула на еталонния модел (2), изчислението се свежда просто до:

$$g_m = \frac{1 - D_m(1)}{1 - \hat{N}_p(1)}$$

Полученият резултат е може да се разглежда като частен случай на решение на известното *диофантово* уравнение [1], отнасящо се до синтез по полюси на системата от фиг. 2. В конкретния случай полиномиалното уравнение, което трябва да се решава *он-лайн* по отношение на G(z) и C(z), deg $C \ge \text{deg } G = m$, се получава в следния вид:

$$\left(\hat{a}_{\rm f} \ z^{m+1} - \hat{D}_p(z)\right) C(z) + \left(z^m - \hat{N}_p(z)\right) G(z) = \left(\hat{a}_{\rm f} \ z^{m+1} - D_m(z)\right) D_0(z) , \qquad (13)$$

където полиномът $\hat{a}_f z^{m+1} - D_m(z)$ е подходящ устойчив полином с нули, задаващи *желаните полюси* на затворената система. Решението спрямо полиномите на контролера C(z) и на обратната връзка G(z) е неединствено. Решаването на това уравнение е еквивалентно на решаване на системи линейни уравнения. Такова решаване не е с особена теоретична трудност, но би могло да е проблем поради недостиг на ресурси за работа в реално време. В конкретния случай получаваме лесното решение (10) при полагането

$$C(z) = D_0(z) = z^m - \hat{N}_p(z) , \ D_m(z) = 0$$
(14)

Съществен недостатък обаче се появява, когато по този начин полученият полином C(z) не е хурвицов, или пък притежава лошо демпфирани нули. За да се избегне съкращаване на нулите на процеса с полюси на контролера е необходимо полюсите на контролера да бъдат съкратени с нули на подходящо избран формиращ филтър, наречен тука нулев компенсатор, отразяващ текущите стойности на параметрите на обратния модел, заложени в еталонния модел (11). Търсената предавателната функция на филтъра $x_{ref} \mapsto x_f$ е:

$$\hat{W}_{f} = g_{m} \frac{z^{m} - \hat{N}_{p}(z)}{z^{m}}.$$
(15)

Управлението се синтезира по аналогия с (10), като обаче се наравят съответните промени, предотвратяващи съкращаване на нулите на процеса с полюси на контролера, както и осигуряващи желаната динамика на затворената система:

$$u(t) = a_{f} x_{f}(t) - \left(\sum_{i=0}^{m} (\hat{a}_{i} - a_{i}^{*}) x(t-i)\right) + \left(\sum_{i=1}^{m} \hat{b}_{i} u(t-i)\right).$$
(16)

Структурата на затворената система е илюстрирана на фиг.2. Не представлява трудност да се види, че ако системата е неминимално-фазова, компенсирането на смущението би довело до неустойчив изход на контролера, освен ако и то не се пропусне през съответен нулев компенсатор.



Фиг.2. Структура на затворената система

5. Илюстративен пример

Разглеждаме процес с дискретна предавателна функция

$$W_p = \frac{0.25 z^2 + 0.35 z + 0.2825}{z^3 - 0.6 z^2 - 0.7375 z + 0.2063}$$
(17)

Процесът е неустойчив и неминимално-фазов: има две неустойчиви нули, равни на $-0.7 \pm 0.8i$, а сред полюсите има един реален неустойчив, равен на 1.1, останалите два полюса са устойчиви. Този неустойчив полюс всъщност не е пречка за управлението, на практика представляват проблем нулите, които биха могли да възбудят колебания на затворената система и дори да предизвикат евентуална неустойчивост.



Фиг.3. Резултат от моделирането: вляво следяща грешка (без компенсация); вдясно – изход (с компенсиране)

Апробацията е направена върху следенето на гладка функция, задаваща плавно преминаване на изхода от 0 в 1. Представа за задаващия вход може да се получи

от фиг.36, където е показан изхода на процеса при използване ня компенсиращ филтър. На практика изходът се оказва почти неразличим визуално от задаващия вход след като параметричните оценки се установят (следящата грешка не надвишава 0.1%). Управлението е с напълно приемливи параметри – вж. фиг.46. Изненадващо обаче се появява забележима следяща грешка в случая, когато не се прилага нулев компенсатор – вж. фиг.3.а. Наблюдаваме и значително пререгулиране, което обичайно не се толирера при мехатронните системи. Такъв нежелан ефект би могъл да се обясни с вредното влияние на съответния контролер, на чийто изход се генерира силно осцилиращ и неустойчив управляващ сигнал (вж. фиг.4.а, където е показан сегмент от това управление – само в началото от изследвания период от време).

Забележете, че осцилиращия и неустойчив изход на контролера (фиг.4.а) не се отрязява значително върху изхода на процеса (вж. фиг.3.а), което може да се обясни формално със съкращаване на полюси на контролера и нули на процеса. Такъв контролер е недопустим [1, 2] – не бива да се използва дори само заради осцилаторния характер на изхода си.



Фиг.4. Управляващо въздействие във функция на безразмерното време: вляво – без компенсация; вдясно – с използване на компенсационен филтър. Използването на нулев компенсатор значително подобрява поведението на затворената система. В управляващият сигнал вече не се чувства вредното влияние на лошо демпфирани нули, а затворената системата демонстрира резистентност и към неустойчиви нули. Компенсаторът пропуска само сигнали, които не пораждат осцилации или неустойчивост.

6. Заключение

В статията е предложен подход към адаптивното управление на мехатронни системи, който се отличава с простота и изчислителна ефективност. Той се основава на оценяване на обратен модел и директно използване на параметрите на този модел за генериране на управлението. Подходът всъщност запазва нулите на обекта като нули и на затворената система, поради което има известни ресурси за третиране на обекти за управление с лошо демпфирани или дори с неус-

тойчиви нули. В такива случаи е необходимо приложението на компенсаторен филтър, чието формиране произтича директно от процедурата за оценяване на параметри. Използването на подобен филтър е напълно възможно и в случая на устойчиви и добре демпфирани нули, поради което се препоръчва използването му във всички случаи. По този начин не се налага да се осигуряват ресурси за анализ на полиноми в реално време или решаване на сложни процедури за синтез на управление.

Като известен недостатък на метода може да се смята изискването нулите на еталонната предавателна функция да не се задават от потребителя, а да се определят от нулите на самия процес.

Подходът е приложим за адаптивно управление на мехатронни системи, където се предполага, че задачата на управлението се свежда основно до проследяване на гладки траектории, а появата на лошо демпфирани нули или на неустойчиви нули е преходно явление и се обуславя от промяната на конфигурацията на устройствата и характера на тяхната работа.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] K. Åström, and L. Wittenmark, *Adaptive Control*, ISBN 0201097206, Addison Wesley, 1989.
- [2] R. Isermann, K.-H. Lachmann, and D. Matko, *Adaptive Control Systems*, ISBN 0130054143, Prentice Hall, 1992.
- [3] B. Widrow, and E. Walach, *Adaptive Inverse Control*, Upper Sadle River, Prentice Hall, 1996.
- [4] B. Widrow, and G. Plett, *Nonlinear Adaptive Inverse Control*, Proc. 36th Conf. on Decision and Control, ISSN 0780339708, San Diego, California, USA, pp. 1032-1037
- [5] K.J. Astrom, *Introduction to Stochastic Control Theory*, Academic Press, New York, 1970.
- [6] V. Balavessov, et al., Adaptive Motion Control of Mechatronic Systems, Proc. 2nd Intern. Conf. on Recent Advances Mechatronics ICRAM'99, 24-26 May, Istanbul, 1999, crp. 153-158
- [7] В. Балавесов, и др. Свойство на механичните системи и приложението му за целите на управлението им, сп. Механика на машините, бр. 45, ТУ-Варна, 2002, стр. 131-134
- [8] V. Vetsigyan and V. Balavessov, *Motion control by repetitive trials and self-tuning*, Proc. International Conference on Bionics, Biomechanics and Mechatronics, Varna 2002, ISBN 9984325229, pp. 54-57.
- [9] Z. Li, R.J. Evans, *Minimum-variance control of linear time-varying systems*, Automatica 33 (8) (1997), pp. 1531–1537.
- [10] Q. Liu, M. Fu, and Z. Deng, Adaptive inverse control for non-linear system, Int. J. of information and systems sciences, Vol. 1, pp. 253-263

Автор: Васил Балавесов, доц. д-р - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: *balaves@tu-sofia.bg*

Постъпила на 07.05.2013

Рецензент доц. д-р Д. Димитров



ЕНЕРГОСПЕСТЯВАЩО УПРАВЛЕНИЕ НА СИСТЕМИ ЗА ОТОПЛЕНИЕ СЪС СТАБИЛИЗАЦИЯ НА ТЕМПЕРАТУРНИЯ КОМФОРТ

Дочо Цанков

Резюме: Работата е посветена на енергоспестяващо управление като акцентът е върху системите със стабилизация на комфорта. Представена е една peaлизация в Matlab/Simulink на различни стратегии и алгоритми за управление. На базата на проведени симулационни изследвания е направена оценка на консумираната топлинна енергия за всеки от случаите на управление.

Ключови думи: енергоспестяващо управление, оценка на комфорта, Matlab/ Simulink

ENERGY SAVING CONTROL OF HEATING SYSTEMS WITH THERMAL COMFORT STABILIZATION

Docho Tsankov

Abstract: The subject of the current work is the energy saving control with an accent on the systems with comfort stabilization. Realizations in Matlab/Simulink of different strategies and management algorithms are being presented. The consumed heat power in every of the cases has been evaluated.

Keywords: energy saving control, comfort evaluation, Matlab/Simulink

1. Въведение

Качеството на живот в една сграда се определя от три основни фактора: температурен комфорт, визуален комфорт и чистота на въздуха [1-5]. Температурният комфорт се определя чрез индекса PMV [2,4]. Този индекс представлява предсказана осреднена оценка на температурното усещане по стандартна скала на група от обитатели. Пресмятането му се извършва чрез уравненията на Fanger [1,2]. Визуалният комфорт зависи от нивото на осветеност, измерено в луксове и от отблясъците, който идват при пряко наблюдение на слънчевия диск.

Регулирането на климата в обитаемото пространство е многомерен проблем, нямащ единствено решение. Постигането на висока степен на комфорт изисква: изучаване на комфортните зони, отчитане на индивидуалните предпочитания на обитателите и съвместяване на условията за комфорт с икономия на енергия. Управлението на качеството на въздуха изисква обезпечаване на СО₂ базирано регулиране. Взаимодействието между потребителя и системата дава възможност той да се чувства комфортно в обитаемата среда. Променяйки заданията за

температура в зоната, потребителите въздействат с отоплителната система. Mathews [6] представя стратегия на ценова ефективност, която постига оптимум по енергия с отчитане на индивидуалните изисквания за комфорт на обитателите. Оптимална работа на локалните регулатори може да бъде гарантирана с използване на експертната оценка на оператор или интелигентен супервайзор за координиране на работата на отделните субсистеми във вида на локални агенти.

Усилията, свързани със създаване на оптимални алгоритми от гледна точка на енергоспестяване, ще имат най-голям успех ако бъдат приложени върху найенергоемкия консуматор. Анализът на световните статистики показва, че такъв е системата за отопление, вентилация и климатизация с процентно съотношение от общата консумация съответно 47% при офис сгради и 72% при жилищни сгради.

2. Оценка на температурния комфорт

Основните методи, чрез които се въвеждат температурни ограничения за зоната на комфорта, са два.

2.1. Графичен метод

Този метод е приложим за помещения, където нивото на физическа активност на обитателите, изразено чрез скоростта на метаболизма, е в границите от 1,0 met до 1,3 met, а облеклото осигурява от 0,5 clo до 1,0 clo термично съпротивление. Тези ограничения се отнасят за повечето от офис площите.



Фиг.1. Граници на изменение на температура на усещане и влажност на въздуха

Тези граници на температурата на усещане, фиг.1, са приемливи за 80% от обитателите. Това се основава на 10% неудовлетвореност от цялостния (на цялото тяло) температурен комфорт, основаващ се на PMV-PPD, плюс 10% неудовлетвореност, която може да възникне заради температурен дискомфорт по някоя част от тялото. Фиг. 1 специфицира зоната на комфорта за среди, отговарящи на по-горните критерии и скорост на въздуха не е по-голяма от 0,20 m/s. Показани са две зони – една за термично съпротивление на облеклото, равно на 0,5 clo, и друга - за 1,0 clo. Тези нива са нормални, когато външната околна среда е и топла, и студена. Диапазонът на температурата на усещане, ограничаващ стойностите за съпротивление на облеклото, се определя чрез линейна интерполация между границите за 0,5 clo и 1,0 clo:

$$T_{\min,Icl} = \left[(Icl - 0.5clo)T_{\min,1.0Icl} + (1.0clo - Icl)T_{\min,0.5Icl} \right] / 0.5clo$$
(1)

$$T_{\max,lcl} = \left[(Icl - 0.5clo)T_{\max,1.0lcl} + (1.0clo - Icl)T_{\max,0.5lcl} \right] / 0.5clo$$
(2)

където:

 $T_{\max,Icl}$ е горна граница на температурата на усещане при термично съпротивление на облеклото Icl;

 $T_{\min,Icl}$ — долна граница на температурата на усещане при термично съпротивление на облеклото *Icl*;

Icl – термично съпротивление на облеклото.

Ако скоростта на въздуха е по-голяма от 0,20 m/s, това може да се използва, за да се увеличи горната граница на температурата на усещане в комфортната зона, но само при определени обстоятелства.

2.2. Метод, базиран на модел за оценка на неудовлетвореност (PPD)

Скалата на ASHRAE за определяне температурното усещане у хората има следния вид:

+3	+2	+1	0	-1	-2	-3			
горещо	топло	сравнително	неутрално	сравнително	хладно	студено			
		топло	neyipaino	студено					

Таблица 1. Скала на ASHRAE, определяща усещането за комфорта

PMV моделът използва принципите на топлинния баланс на човешкото тяло, за да се установи връзката между шестте ключови фактора на температурен комфорт и усещането на хората, отразено по скалата. Чрез този показател може да се прогнозира доколко температурата в дадено конкретно помещение ще се възприема като "горещо" или "студено". Ако резултатът за PMV, получен от модела, е в препоръчителните граници, то и условията са в комфортната зона.

Таблица 2. Приемлива температурна среда на комфорта

PPD	PMV
<10	-0,5 < PMV < + 0,5

Използването на PMV модела се ограничава до стойности за скоростта на въздуха, не по-големи от 0,20 m/s. При определени обстоятелства могат да се въведат и по-големи, за да се увеличи горната граница на температурата в комфортната зона.

Определяне на показателя за температурен комфорт PMV

За да се намери стойността на Предполагаемата средностатистическа оценка, регламентирана в стандарта [7], се използват следните уравнения.

$$PMV = [0,303 \exp(-0,036 M) + 0,028].$$

$$\{(M - W) - 3,05.10^{-3} [5733 - 6,99(M - W) - p_a] - 0,42[(M - W) - 58,15]$$

$$-1,7.10^{-5}M(5867 - p_a) - 0,0014M(34 - t_a) -$$

$$-3,96.10^{-8} fcl [(t_{cl} - 273)^4 - (t_r + 273)^4] - f_{cl} h_c (t_{cl} - t_a)]$$
(3)

$$t_{cl} = 35,7 - 0,028 (M - W) - I_{cl} \cdot \{3,96.10^{-8} \cdot f_{cl} \cdot [(t_{cl} + 273)^4 - (t_r + 273)^4] + f_{cl} \cdot h_c \cdot (t_{cl} - t_a)\}$$
(4)

$$h_{c} = \begin{cases} 2,38.|t_{cl} - t_{a}|^{0,25}, & 2,38.|t_{cl} - t_{a}|^{0,25} > 12,1\sqrt{v_{a}} \\ 12,1\sqrt{v_{a}}, & 2,38.|t_{cl} - t_{a}|^{0,25} < 12,1\sqrt{v_{a}} \end{cases}$$
(5)

$$f_{cl} = \begin{cases} 1,00+1,29.I_{cl} , & I_{cl} \le 0,078[m^2K/W] \\ 1,05+0,645.I_{cl} , & I_{cl} > 0,078[m^2K/W] \end{cases}$$
(6)

където: M е скоростта на метаболизма, [W/m²];

- W ефективната механична енергия, [W/m²];
- I_{cl} термично съпротивление на облеклото, [m² . K/W];
- $f_{cl} \phi$ актор на облеклото;
- t_a температура на въздуха, [°C];
- t_r средна температура на излъчване, [°C];
- v_{ar} относителна скорост на въздуха, [m/s];
- *p_a* парциалното налягане на водните пари, [Pa];
- h_c конвективен коефициент на топлообмен, [W/(m². K)];
- t_{cl} температурата на повърхността на облеклото, [°C].

На базата на посочения математически апарат е реализиран като "MATLAB Function" блок, в който се пресмята удовлетвореността на обитателите на сградата. Стойността на изхода на този блок, заедно с температурата на околната среда, са входни сигнали за регулатор на комфорт.

3. Система с обратна връзка по комфорт

Блоковата схема на системата, съдържаща обратна връзка за отчитане на температурния комфорт на обитателите в дадено помещение, е показана фиг.2, където са използвани следните означения: PP – регулатор на комфорт; MC – модел на сграда; БОК – блок за обратна връзка по комфорт; t_{out} – температура на външната околна среда; PMV – предполагаема средностатистическа оценка; a_c , a_h – задаващ сигнал за температурата на въздуха, получаван от климатичната камера в режим отопление и режим охлаждане; a_w – задаващ сигнал за температурата на въздуха; v_{ar} – средна скорост на въздуха; t_a – температура на въздуха; t_r – средна температура на излъчване; Q_{vent} – вентилационен топлинен поток; Q_w – топлинен поток през прозореца.



Фиг.2. Блокова схема на система с обратна връзка по комфорт.

3.1. Моделиране на система за отопление, вентилация и климатизация

В системите за отопление, вентилация и климатизация (СОВК) климатичната камера има за цел да доставя въздух с определена регулируема температура и дебит към зоната за климатизация. Промяната на температурата става чрез топлообменници, на които се регулира потока на преминаващия течен топлоносител. Дебитът на постъпващия въздух се регулира или пряко, или чрез задаване на статичното налягане в зоната. Отдадената топлинна енергия от топлообменника е функция на дебитите на преминаващите през него въздух и вода. Функционалната схема на примерна система за ОВК е показана на фиг.3. Тя се състои от: ротационен рекуператор, охладителен/отоплителен топлообменник, вентилатор и термална зона.



Фиг.3. Функционална схема на СОВК

Входовете и изходите на вентилационната система са: задание за дебит и температура на входящия в зоната въздух и съответните реализирани дебит и температура. Управлението на тази система е базирано на превключваеми структури.

3.2. Моделиране на изменението на температурата в термалната зона

Изменението на стайната температура на въздуха зависи от доста фактори [8] и се подчинява на уравнението на топлинния баланс (7). Това температурно изме-

нение е продукт на представяне на компонентите в една термалната зона като обекти със съсредоточени параметри.

$$\sum_{i} \rho_{i} c_{pi} A_{i} d_{i} \frac{dT_{in}(t)}{dt} = U \cdot A \cdot \left[T_{out} - T_{in}(t) \right] + \frac{n \cdot \left(\rho c_{p}\right)_{a} V}{3600} \left[T_{out} - T_{in}(t) \right] + \left(\rho c_{p}\right)_{a} q_{a} \left[T_{vent} - T_{in}(t) \right]$$
(7)

Уравнението (7) отчита в лявата си част чрез $C = \sum_{i} \rho_i c_{pi} A_i d_i$ влиянието на масите

и топлинните капацитети на: стените, покрива, пода и въздуха, а с дясната си част - топлинните потоци от топлопроводност, инфилтрация и вентилация. Използваните означения са в съответствие с международния стандарт ISO/FDIS 13790:2007(Е). В същия стандарт е упоменат и още един параметър, наречен времеконстанта на сградата τ . Същността му се вижда от чрез равенството (8).

$$\tau = \frac{C}{U \cdot A} \tag{8}$$

където:

: С – сумарен температурен капацитет на сградата,

U – коефициент на топлопреминаване,

А – сумарна топлобмена площ.

4. Реализация на управлението на комфорт

При реализацията на регулатора по комфорт се използват два подхода: единият е на базата на стандартен дискретен регулатор, а другият е на базата на размито управление. Двете реализации са създадени с външен управляващ контур по комфорт в системата и сигнал за обратна връзка, получен от блока за оценка на комфорта.

Особеност при използването на дискретния регулатор е сложната му настройка, която се дължи на наличието на нелинеен оценител в обратната връзка. Критерии при настройката са: липса на пререгулиране и ниска статична грешка. Получените стойности за настройка на параметрите на регулатора са показани в Табл.3.

	, , ,	1 1 1 1			
TH persuance	Коефициент на	Коефициент на			
пи регулатор	пропорционалност (Кр)	интегриране (Кі)			
Rpmv	7	0,004			

Таблица 3. Параметрите на дискретния регулатор

Синтезиран е размит Мамдани регулатор, чиито входни и изходни лингвистични променливи (ЛП) и функциите на принадлежност са обобщени в Табл.4. Размитите логически правила на този регулатор са:

R1: IF(PMV is C0) THEN (Tvent is t4);
R2: IF(PMV is C10) THEN (Tvent is t1);
R3: IF(PMV is C11) THEN (Tvent is t15);
R4: IF(PMV is C01) THEN (Tvent is t16);
R5: IF(PMV is C12) THEN (Tvent is t3);
R6: IF(PMV is C3) THEN (Tvent is t5);

Таблица 4 Параметри на размития регулатор

Входни променливи	Предполагаема средноста- тистическа оценка " <i>PMV</i> "	[-1, 1]		
Изходни променливи	Задание за температурата на въздуха изходящ от клима- тичната камера "Tvent"	[0, 1]		
Входна величина	Параметри	Вид на ФП		
C0	[-1 -1 -0,8492 -0,4838]	trapmf (трапецовидна)		
C10	[0,1304 -0,3083]	gaussmf (гаусова)		
C11	[0,0751 -0,0752]	gaussmf (гаусова)		
C01	[0,07005 0,101]	gaussmf (гаусова)		
C12	[0,1039 0,3065]	gaussmf (гаусова)		
C3	[0,463 0,6798 1 1]	trapmf (трапецовидна)		
Изходна величина	Параметри	Вид на ФП		
t4	[0 0 0,123 0,221]	trapmf (трапецовидна)		
t1	[0,04497 0,422]	gaussmf (гаусова)		
t15	[0,02076 0,6236]	gaussmf (гаусова)		
t16	[0,02076 0,6236]	gaussmf (гаусова)		
t3	[0,0373 0,8675]	gaussmf (гаусова)		
t5	[0,9008 1 1 1]	trapmf (трапецовидна)		

От известните методи за деразмиване е избран методът на Център на тежестта COG. При него изходът на регулатора се изменя плавно с изменение на входа.

5. Симулационно изследване на СОВК с обратна връзка по комфорт

Симулационното изследване (фиг.4) се осъществява при изменение на заданието за оценка на комфорта от PMV = -1.5 в PMV = 0, което отговаря на реалната промяна в изискванията за комфорт при експлоатация на сгради по определен работен график.

Смущаващите въздействия варират съответно: $Tout = 0 \div -10$ [°C]; $RH = 10 \div 85$ %; $Q_r = 0 \div 5000$ [W].

Резултатите са показани на фиг.5 и фиг.6. При прилагането на ПИ регулатор ясно се вижда наличието на пререгулиране при установяване на началната оценка за комфорт и при прилагането на топлина от вътрешен източник. Отклонението в установен режим по модул при задание PMV = 0 се движи между минималната си стойност от 0,01149 до максимална 0,3614. Времето за достигане до задание при изменението на PMV от -1,5 на 0 е 3080[s]. Продължителността на реакцията на системата при смущение тип вътрешен източник на топлина е 6970[s]. Въздействието на поддържането на комфорта върху температурата в зоната се изразява в изменението ѝ с 1,3°С при ниските задания за комфорт и с 1,73°С при високите задания.



Фиг.5. Структурна схема на СОВК



Фиг.5 Оценка на комфорта при вариране на влажността и външната температура.



Фиг.6. Температура в зоната при вариране на влажността и външната температура.

Параметърът, свързан с температурата на обитаемата зона, който трябва да бъде отчетен, е скоростта на изменението на тази температура. В този случай максималната скорост на изменение ѝ е около $1,75.10^{-3}$ [°C/s], отчетена в установен режим при наличие на смущение. Препоръчителните стойности за скоростта са $1,22.10^{-3}$ [°C/s]. Отклонението от препоръчителните нива в относителни единици е 43%. Използването на Fuzzy регулатор води до липсата на пререгулиране. Поведението на "размития" регулатор е като на статичен регулатор. В оценката за комфорта са налични отклонения от равновесното състояние. При задание PMV = -1.5 те са 0,051, а при PMV = 0 - тези отклонения са 0,26 преди прилагане на вътрешния източник на топлина и 0,034 след прилагането на това смущение. Времето за достигане до комфортната зона ($-0,5 \le PMV \le 0,5$) е 1050[s].

Вариацията на оценката в установено състояние е: 0,02 при PMV=-1.5, 0,024 при PMV=0 преди прилагането на вътрешния източник на топлина и 0,049 след прилагането му. От кривата на температурата в зоната прави впечатление липсата на пререгулиране, вариации и цикличност в преходните и установените режими. Максималната скорост на изменение на температурата е 7,52.10⁻³ [°C/s]. Времето за достигане на установен режим при скок по задание е 2280[s]. Отклонението от установената стойност след прилагане на вътрешен източник на топлина в относителни единици е 41%, като тази немалка стойност се получава поради отнасянията към клонящи към нула задаващи въздейстивя.

6. Изследване на енергийната консумация

За изследването на енергийната консумация при приложение на различни регулатори на комфорт е необходимо да се разгледа класическия и най-често разпространен метод за осигуряване на комфорт - директно задаване на температурата в зоната. Това се постига чрез външен контур за регулиране на зоновата температура, приложен върху система за управление на вентилацията, базирано на превключващи структури. Резултатите от изразходваната топлинна мощност са показани на фиг.7. Наблюдава се сходство в резултатите, получени при директно задаване на зоновата температура и при управление на комфорта чрез РІ регулатор. Заданията за температура в зоната са: начално състояние 18°С и след 30000 секунда 25°С. Разлика в консумацията на мощност в рамките на 2300[W] се наблюдава при управлението на комфорт след подаване на вътрешен източник на топлина.





При използването на Fuzzy регулатор имаме премахване на първия пик на консумация, съответстващ на установяване на началната температура от 18°С при система с директно задаване на температурата в зоната и намаляване на втория пик, чрез който се преминава към по-висока зададена температура или по-високо изискване към комфорта с 2800 [W].

7. Заключение

Приложението на стратегии за управление на комфорта като външен контур в СОВК водят до намаляване на консумираната топлинна мощност в сравнение с широко разпространените системи за регулиране на температурата в зоните. Това се дължи на комплексната оценка на необходимата за всяка зона температура в зависимост от: скоростта на метаболизма, ефективната механична енергия, термично съпротивление на облеклото, фактора на облеклото, температурата на въздуха, средна температура на излъчване, относителна скорост на въздуха, парциалното налягане на водните пари, конвективния коефициент на топлообмен и температурата на повърхността на облеклото.

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследванията са финансирани по договор ДТК 02/1 от НФНИ – МОМН.

ЛИТЕРАТУРА

[1] ASHRAE Standard 62.2-(2003). Ventilation and acceptable indoor air quality in low-rise residential buildings; 2003.

[2] ASHRAE handbook (2005)-fundamentals; 2005.

[3] Emmerich SJ, Persily A. K. (2003). State-of-the-art review of CO₂ demand controlled ventilation technology and application. NISTIR 6729, National Institute of Standards and Technology, California Energy Commission, Technical report (demand-controlled ventilation assessment, P-500-03-096-A8); October 2003. p.1–43

[4] Fanger PO. (1972) Thermal comfort: analysis and applications in environmental engineering. New York: McGraw-Hill; 1972.

[5] Chen K, Jiao Y, Lee ES (2006). Fuzzy adaptive networks in thermal comfort. Applied Mathematics Letters 2006;19(5):420–6.

[6] Mathews EH, Arndt DC, Piani CB, Heerden E. (2000) Developing cost efficient control strategies to ensure optimal energy use and sufficient indoor comfort. Applied Energy 2000;66:135–59.

[7] ANSI/ASHRAE Standard-55 (2004), Thermal Environmental Conditions for Human Occupancy. American Society of Heating, Refrigerating and Air Conditioning Engineers, Atlanta, GA, 2004.

[8] Sodha M.S. Bansal N.K. Kumar A. Bansal P.K. Malik M.A.S. (1986) Solar passive building. Oxford: Pergamon Press, 1986.

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

Постъпила на 30.04.2013

Рецензент проф. д-р Т. Йонков



АДАПТИВЕН НАБЛЮДАТЕЛ ПРИ ПОСТОЯННОТОКОВО ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ

Владимир Христов

Резюме: При използване на наблюдатели на състоянието за постояннотокови електрозадвижвания от съществено значение е параметрите заложени в математическия модел на наблюдателя да отговарят на реалните параметри на системата ЕЗ. В противен случай това ще доведе до грешки в оценяването, освен това последните ще зависят и от приложения товарен момент на вала на двигателя, който се явява смущение за наблюдателя, тъй като в повечето случай липсва информация за него. В настоящата статия е предложен подход за адаптивен наблюдател по товарен момент, целящ да намали грешките причинени от него. Наблюдателя има за цел да оцени скоростта на вала на двигателя.

Ключови думи: адаптивен наблюдател, оценка, постояннотоков двигател, товарен момент, скорост.

ADAPTIVE OBSERVER OF DC ELECTRIC DRIVE

Vladimir Hristov

Abstract: When using state observers for DC electric drives it is essential to make sure that the parameters set in the observer mathematical model correspond to the real parameters of the respective drive system. Otherwise errors will occur in the parameter values estimates, besides last will dependent on the applications load torque on the motor shaft, which is an noise to the observer, as in most cases there is no information about it. In this paper an approach is proposed for adaptive load torque observer, aiming to reduce the errors from it. Observer is designed to evaluate the speed of the motor shaft.

Keywords: adaptive observer, estimation, DC motor, load torque, speed

1. Въведение

Съществуват електрозадвижванията при които редица величини се оказват недостъпни за директно измерване или цената за измерване е твърде висока. С развитието на технологиите постояннотоковите двигатели продължават да са водещи при реализиране на сервозадвижвания поради ред причини: (лесни за управление, използване на карбонови четки, магнити с повишени показатели и др.) [1]. В такива случай е удачно да се подходи към използване на наблюдатели за осъществяване на оценяване на съответната величина.

Процеса на оценяване се нарича наблюдение, а устройството което ще реализира оценяването се нарича наблюдател. Тъй като наблюдението представлява математическа задача, то е възможно да бъде предвидено внедряването на наблюдатели в микропроцесорните устройства за управление. Наблюдението има за цел на база измерване на електрическите величини на двигателя (котвения ток и захранващото напрежение) да оцени скоростта на двигателя [5]. За да бъде оценката на скоростта напълно отговаряща на действителната, описанието на модела и параметрите на мотора заложени в наблюдателя трябва да отразяват реалната система. В случай, че електрозадвижването има променливи параметри и наблюдателя няма възможност да ги отрази и оценката на съответните величини се различава от действителната се прибягва до използването на адаптивни механизми при реализиране на наблюдателите [2,6].

2. Математическо описание на двигатели за постоянен ток

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



Фиг.1. ДПТ с постоянни магнити

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

Уравненията, които описват работата на електрическия двигател са:

$$\frac{d}{dt}i_a = \frac{1}{L_a}u_a - \frac{R_a}{L_a}i_a - \frac{K}{L_a}\omega_m \tag{1}$$

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{K}{J_m}i_a - \frac{B_m}{J_m}\omega_m - \frac{1}{J_m}T_l$$
(2)

На фиг.2 е показана структурната схема на ДПТ [4].



Фиг.2. Структурна схема на ДПТ

Горните уравнения можем да запишем в матричен вид:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}i_{a} \\ \frac{d}{dt}\omega_{m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{a}}{L_{a}} & -\frac{K}{L_{a}} \\ \frac{K}{J_{m}} & -\frac{B_{m}}{J_{m}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ \omega_{m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{a}} \\ -\frac{1}{J_{m}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{a} \\ T_{l} \end{bmatrix}$$
(3)

Тъй като товарният момент T_l на вала на двигателя се оказва променлив и няма как да бъде измерен, то той се явява смущение за наблюдателя и математичното описание на наблюдателя може да бъде записано:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}i_{a} \\ \frac{d}{dt}\omega_{m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{a}}{L_{a}} & -\frac{K}{L_{a}} \\ \frac{K}{J_{m}} & -\frac{B_{m}}{J_{m}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ \omega_{m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{a}} \\ 0 \end{bmatrix} u_{a} .$$
(4)

Уравненията (3) може да се представят във вида:

$$x = Ax + Bu, (5)$$

където:

$$x = \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix}$$
- вектор на състоянието;

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix}$$
- матрица на състоянието;

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix}$$
- матрица на входа на системата.

За уравнението на изхода може да се запише:

$$i_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix}$$
или $y = Cx$. (6)

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

3. Наблюдател на скорост при постояннотоково електрозадвижване Уравнението на оцененият вектор може да се представи по следния начин:

 $\frac{d}{dt}\hat{x}(t) = \hat{A}\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - C\hat{x}(t))$ (7)

$$A(t) - Ax(t) + Bu(t) + L(y(t) - Cx(t)), \qquad (7)$$

$$\hat{i}_a = C x, \tag{8}$$

където: $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$ - матрица на изхода; L - матрица в обратната връзка на наблюдателя (усилване), която се избира да осигури необходимата динамика и устойчивост. На фиг.3. е показана блоковата схема на наблюдател.



Фиг.3. Блокова схема на наблюдател

Симулационните изследвания са направени в средата на Simulink на Matlab. Използвания двигател за симулациите е на фирмата BUHLER MOTOR със следните каталожни данни: DC MOTOR 1.13.044.236: $T_0 = 25^{\circ}$ C ; La = 0.002H;

$$K = 0.056 Nm / A J_m = 18e^{-6} kg.m^2$$
; $B_m = 12e^{-6} Nms / rad$; $R_a = 2\Omega$;

Двигателя има два реални отрицателни корена $P_1 = -991.21; P_2 = -8.85.$ Полюсите на наблюдателя трябва да бъдат отместени на ляво 2-4 пъти спрямо тези на двигателя. Матрицата L на наблюдателя е изчислена при избор на полюси 3пъти по-големи от най-ляво разположения корен. Симулационните изследвания са направени при три натоварвания на вала на двигателя ($20\% T_{1nom}$; $50\% T_{1nom}$; 100% T_{1nom}) и две задания за скорост ниска $\omega_v = 18 \ rad$ / s и висока $\omega_v = 214 \ rad$ / s. Използван е ПИ регулатор в системата за управление на двигателя.

На фиг.4-фиг.9 са показани част от резултатите при оценяването на скоростта, като останалите са обобшени в таблица.



Фиг.4. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 18 \ rad / s \, \text{и} \, 20\% T_{1nom}$



Фиг.5. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 18 \ rad \ / \ s \, \text{и} \, 50\% T_{1nom}$



Фиг.6. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 18 \ rad \ / \ s \ и \ 100\% T_{1nom}$



Фиг.7. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 214 \ rad \ / \ s$ и 20% T_{1nom}



Фиг.8. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 214 \ rad \ / \ s$ и 50% T_{1nom}



Фиг.9. Оценената и реалната скорост при $\omega_y = 214 \ rad$ / s и 100% T_{1nom}

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

 $e_{I_{a \max npex}}$ -максимална грешка в [A] на котвения ток по време на преходен режим:

$$e_{I_{a \text{ max npex.}}} = \left| I_{a \text{ npex.}} - \bigwedge_{a \text{ npex.}} \right|$$

*е*_{*I*_{*a*max уст.}} -максимална грешка на котвения ток в [*A*]по време на установено състояние:

$$e_{I_{a \max ycm.}} = \left| I_{a ycm.} - \hat{I}_{a ycm.} \right|$$

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

$$e_{\omega_{\max}} = \max \left| \frac{\hat{\omega}_{u_{3M.}} - \hat{\omega}_{oueh.}}{\hat{\omega}_{aad.}} \right|.100\%$$

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

$$e_{\omega_{ycm.}} = \max \left| \frac{\omega_{u_{3M.}} - \hat{\omega}_{oueh.}}{\omega_{_{3ad.}}} \right|.100\%$$

	$\omega_y = 18 \ rad / s$				$\omega_y = 214 \ rad / s$			
	$e_{I_{a \max npex.}}$	$e_{I_{a \max ycm.}}$	$e_{\omega_{\max}}$	$e_{\omega_{_{ycm.}}}$	$e_{I_{a \max npex.}}$	$e_{I_{a \max ycm.}}$	$e_{\omega_{\max}}$	$e_{\omega_{ycm.}}$
T_{1nom}	[<i>A</i>]	[<i>A</i>]	[%]	[%]	[<i>A</i>]	[A]	[%]	[%]
100%	9.1e-3	2.6e-3	3.12	3.5	0.17	2.6e-3	0.84	0.26
50%	11e-3	1.33e-3	2.05	1.56	0.182	1.33e-3	0.73	0.13
20%	14e-3	3.6e-4	0.98	0.42	0.183	3.5e-3	0.65	0.035

Табл.1 Обобщени симулационни резултати

От обобщените резултатите в табл.1 се вижда че с увеличаване на натоварването максималната грешка на оценената скорост по време на установено състояние се увеличава значително, като това нещо се отнася и до максималната грешка на оценената скорост по време на преходен режим.

При ниска скорост грешките са по силно изразени докато при високи скорости са по-малко изразени.

Независимо от това е необходимо да бъдат взети мерки за намаляване на тази грешка, което да доведе до оценка на скоростта близка до реалната. Това нещо изисква използването на адаптивен наблюдател по товарния момент на вала.

4. Адаптивен наблюдател при постояннотоково електрозадвижване

Тъй като точността на оценката на променливите зависи освен от правилно заложените параметри на двигателя и от приложения товарен момент, е необходимо да бъде реализиран адаптивен наблюдател по товарен момент [3].

Товарният момент може да бъде определен чрез:

$$T_{\partial e_{\cdot}} - T_{l} - B_{m}\omega_{m} = J_{m}\frac{d}{dt}\omega_{m} \Longrightarrow T_{l} = T_{\partial e_{\cdot}} - B_{m}\omega_{m} - J_{m}\frac{d}{dt}\omega_{m}$$

$$T_{l} = Ki_{a} - B_{m}\omega_{m} - J_{m}\frac{d}{dt}\omega_{m}$$
(9)

Тъй като котвения ток на двигателя се измерва от двигателя, а скоростта се оценява, то може да бъде реализиран адаптивен наблюдател по товарен момент.

$$T_{l} = Ki_{a} - B_{m} \overset{\wedge}{\omega_{m}} - J_{m} \frac{d}{dt} \overset{\wedge}{\omega_{m}}$$
(10)

На фиг.10 е показана блоковата схема на адаптивен наблюдател по товарен момент:



Фиг.10. Блокова схема на адаптивен наблюдател по товарен момент при ДПТ

На фиг.11. е показан реализирания модел на адаптивния наблюдател по товарен момент при ДПТ в Simulink средата.

Обобщените резултати от направените изследвания при адаптивния наблюдател по товарен момент при ДПТ са поместени в табл.2.

5. Изводи

От обобщените резултати в табл.2 при използването на адаптивен наблюдател могат да бъдат направени следните изводи:

1. Максималната грешка на скоростта в установено състояние при ниска скорост и при висока скорост е пренебрежително малко и достига в границите на 4.5е-4.



Фиг.11. Simulink модел на адаптивния наблюдател по товарен момент при ДПТ

					е е е е щ е ш	<u> </u>	- P	
	$\omega_y = 18 \ rad \ / s$				$\omega_y = 214 \ rad \ / s$			
	$e_{I_{a \max npex.}}$	$e_{I_{a \max ycm.}}$	$e_{\omega_{ m max}}$	$e_{\omega_{ycm.}}$	$e_{I_{a \max npex.}}$	$e_{I_{a \max ycm.}}$	$e_{\omega_{ m max}}$	$e_{\omega_{_{ycm.}}}$
T_{1nom}	[A]	[<i>A</i>]	[%]	[%]	[<i>A</i>]	[<i>A</i>]	[%]	[%]
100%	8.2e-3	3.83e-6	0.4	4.5e-3	0.09	4.55e-5	6.4	4.5e-3
50%	8.5e-3	3.83e-6	0.52	4.5e-3	0.09	4.55e-5	6.31	4.5e-3
20%	14e-3	3.83e-6	0.61	4.5e-3	0.09	4.55e-5	6.3	4.5e-3

Табл. 2 Обобщени симулационни резултати

2. Максималната грешка на скоростта по време на преходно състояние при ниска скорост и максимално натоварване намаляла 7.5 пъти. Максималната грешка на скоростта по време на преходно състояние при ниска скорост и максимално натоварване намаляла 7.5 пъти. Максималната грешка на скоростта по време на преходно състояние при ниска скорост и максимално натоварване намаляла 7.5 пъти. Максималната грешка на скоростта по време на преходно състояние при ниска скорост и максимално натоварване намаляла 7.5 пъти. Максималната грешка на скорост и максимално натоварване намаляла 7.5 пъти. Максималната грешка на скоростта по време на преходно състояние при висока скорост остава в рамките на 6.3%. Като в този случай тя се е увеличила спрямо неадаптивния наблюдател.

Адаптивния наблюдател на скорост по товарния момент на вала на двигателя, дава възможност да се коригира, текущо в процеса на работа на системата, възникналото смущение по товарен момент на наблюдателя. Това позволява по качествена работа на системата за електрозадвижване и непрекъснатото й приспособяване към изменящите се условия на функционирането й.

Предложения адаптивен наблюдател води до намаляване на грешката в оценената скорост както в преходно, така и в установено състояние, спрямо липсващ такъв и доближава оценената скорост до реалната.

ЛИТЕРАТУРА

[1] G. Mamani, Becedas J., Feliu-Batlle V., Sira-RamIrez H., "An Algebraic State Estimation Approach for DC Motors", Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2007 WCECS 2007, October 24-26, 2007, San Francisco, USA, ISBN:978-988-98671-6-4

[2] SEVINCJ Ata (2003), *A Full Adaptive Observer for DC Servo Motors* Turk J Elec Engin, VOL.11, NO.2 2003, c TUBITAK

[3] Chmidt P., Rehm T., "Reducing the Effect of Load Torque Disturbances in Dual Inertia Systems with Lost Motion", WeM03.1 Proceeding (710-715) of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts June 30 - July 2, 2004;

[4] Ishrat T., Bin Liakat H., "DC Motor Position Control Drive State-Space Design" Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering Vol. 2, No. 11, November 2011

[5] Marques D., Perdigoto L., Coelho P., Cortesão R., Nunes U., "Dc Motors Control Using Active Observers", Electrical Engineering Department - University of Coimbra, Conference on Automatic Control, ISBN 972-98603-0-0, 2000;

[6] Mamani G., Becedas J., Feliu-Batlle V., "On-Line Fast Algebraic Parameter and State Estimation for a DC Motor Applied to Adaptive Control", Proceedings of the World Congress on Engineering 2008 Vol II WCE 2008, July 2 - 4, 2008, London, U.K. ISBN:978-988-17012-3-7Firoozian R. 2009, Servo motors and industrial control theory", Publisher Springer ISSN 09415122, ISBN 978 0 387854588.

Автор: Владимир Христов, ас. инж. маг. - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически Университет - София; Еmail address: *vdhristov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 07.05.2013

Рецензент проф. д-р Т. Йонков



НЯКОИ ПРОБЛЕМИ ПРИ МОДЕРНИЗАЦИЯТА НА ЕДИН КЛАС ФРЕЗОВИ МАШИНИ

Марин Жилевски

Резюме: В работата са анализирани проблемите при модернизацията на един клас фрезови машини. Формулирани са основните изисквания при задвижването на съответните координатни оси и са предложени някои решения за тяхното реализиране. Представени са експериментални резултати от проведени изследвания.

Ключови думи: многокоординатни електрозадвижвания, модернизация, допълнителни координатни оси, фрезови машини.

SOME PROBLEMS IN MODERNIZATION OF A CLASS OF MILLING MACHINES

Marin Zhilevski

Abstract: The problems in modernization of a class of milling machines are analyzed in this paper. The main requirements for driving of the coordinate axes are formulated and some solutions for their implementation are offered. Some results from experimental studies are presented.

Keywords: multi-coordinate electric drives, modernization, additional coordinate axes, milling machines.

1. Въведение

При модернизацията на един вид фрезови машини се въвежда допълнителна управляема координатна ос. Тя се реализира посредством въртяща се маса, осъществяваща ъглово преместване в двете посоки. С добавянето на тази управляема координата се цели да се разширят възможностите на тези машини за обработка на по-сложни детайли, а също така и повишаване на производителността. Резултати от изследванията на различни видове електрозадвижвания за някои от координатните оси са представени в [3], [4], [5] и [6].

В тази работа са анализирани изискванията при управлението на всички координатни оси и са формулирани основните проблеми, свързани с осъществяваната модернизация на разглеждания клас машини.

Показани са някои експериментално получени траектории на преместване по отделните координатни оси и шпиндела. Изследванията са проведени на базата на внедрените постояннотокови електрозадвижвания в няколко различни модела на разглежданите машини.



Фиг.1. Класификация на металообработващите машини.

На фиг.1 е предложена една разширена класификация на металообработващите машини по редица съществени признаци [1, 2] и е показано мястото на разглеждания клас машини с цифрово-програмно управление (ЦПУ).

Една машина, принадлежаща към изследваните фрезови машини, е представена на фиг.2. Използваните означения са следните: 1 – тяло на машината; 2 – пулт за управление; 3 – метален шкаф, в който са разположени системата за ЦПУ и съответните части от електрозадвижванията на съответните координатни оси и шпиндела; 4 – инструментален магазин; 5 – хоризонтална маса, извършваща движения по x и y координатни оси; 6 – въртяща маса, извършваща ъглово преместване по 4 – та координатна ос; 7 – двигател за ос x; 8 – двигател за ос z; 9 – двигател за шпиндела.



Фиг.2. Машина от разглеждания клас.

2. Изискванията към задвижванията на координатните оси

Разглежданите фрезови се отнасят към класа на машините с многокоординатни системи за електрозадвижване. Те се състоят от хоризонтална маса, извършваща линейни движения по *x* и *y* координатни оси, вертикална ос *z*, както и въртяща маса, осъществяваща ъглово преместване.

Блокова схема на многокоординатната система за електрозадвижване е показана на фиг.3, където са използвани следните означения: СЦПУ – система за цифрово-програмно управление; ЕЗ1 – електрозадвижване по координатна ос x; ЕЗ2 – електрозадвижване по координатна ос y; ЕЗ3 – електрозадвижване по координатна ос z; ЕЗ4 – електрозадвижване по четвъртата координатна ос; ЕЗ5 – електрозадвижване на шпиндела; ПМ1 – предавателен механизъм за ос x; ПМ2 – предавателен механизъм за ос y; ПМ3 – предавателен механизъм за ос z; ПМ4 – предавателен механизъм за четвъртата ос ; ПМ5 – предавателен механизъм за шпиндела; ЗМ1 – задвижван механизъм по ос x; ЗМ2 – задвижван механизъм по ос *y*; 3M3 – задвижван механизъм по ос *z*; 3M4 – задвижван механизъм по четвъртата ос; 3M5 – задвижван механизъм за шпиндела.



Фиг.3. Блокова схема на многокоординатната система за електрозадвижване.

Основните изисквания към изследваните електрозадвижвания може да се формулират по следния начин:

- формиране на необходимите траектории на движение при зададени работни цикли;

- максимален пусков момент за осигуряване на високо бързодействие и добри динамични показатели;

- реверсивно управление;

- компенсиране на смущаващите въздействия, приложени към вала на съответните двигатели.

Използваните предавателни механизми (ПМ1, ПМ2, ПМ3) за осите *x*, *y* и *z* са еднакви и се определят от избраната сачмено-винтова двойка. В случая коефициентите на предавките са:

$$K_{ni(i=1,2,3)} = 10 \text{ mm/rev} \approx 1.6 \times 10^{-3} \text{ m/rad}.$$
 (1)

Предавателният механизъм за четвъртата управляема координатна ос (ПМ4) има следния коефициент:

$$K_{n4} = 2^0 / \text{rev} \approx 0.00556$$
. (2)

Предавателния механизъм за шпиндела (ПМ5) е съставен от зъбни колела като чрез него се осъществява превключване на използваните диапазони на работа на вретеното.

Проведени са множество подробни експериментални изследвания на няколко машини от разглеждания клас фрезови машини. Изследванията са извършени по всички координатни оси, както и на двигателя на шпиндела, използващи постояннотокова система за електрозадвижване. На тази база са анализирани възможностите за допълнително подобряване на някои от показателите. Част от ек-

спериментално снетите траектории на движение са показани на следните фигури.

На фиг.4 са показани някои резултати от изследвания, получени при преместване на *x* и *y* координатни оси. На фиг.4.а е дадено преместване от 0.62 m по *x* координата. На фиг.4.б е представено преместване от 0.32 m по *y* координата.



Фиг.4. Времедиаграма на движение по *x* и *y* координатни оси.

На фиг.5.а е представена траектория на движение, получена при зададено преместване 0.25 m по ос z. На фиг.5.б е дадено преместване от 0.25 m в посока -z.



Фиг.5. Времедиаграма на движение по *z* координатна ос.

На фиг.ба 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.б.б е показана осцилограма на скоростта, получена при преминаване от висока към по-ниска стойност.

На фиг.7 са дадени експериментално получени осцилограми на скоростта на шпиндела.

За повишаване на производителността на машината, при настройката на регулиращите контури на съответните електрозадвижвания е заложен максимален темп на изменение на скоростта.



Фиг.6. Осцилограми на скоростта на масата.



Фиг.7. Осцилограми на скоростта на шпиндела.

На фиг.8 е показан реализиран детайл, изработен след добавяне на въртящата маса като допълнителна координатна ос. Точността, която е постигната при обработката не може да се осъществи от трикоординатна машина.



Фиг.8. Изработен детайл след добавяне на въртящата се маса.

3. Формулиране на основните проблеми при модернизацията

На базата на провените подробни експериментални изследвания и направения анализ на показателите, проблемите, свързани с модернизацията на разглежданите машини може да обобщят по следния начин:

- избор на подходящи електрозадвижвания за координатните оси;

- разработване на подходящи алгоритми за тяхното управление;
- създаване на необходимия софтуер за съгласуване на движенията по съ-

ответните координатни оси;

- повишаване на бързодействието;

- подобряване на точността на управление;

- универсалност, свързана с механична обработка на детайли от различен материал;

- избор на оптимални механични предавки;

- изследване процеса на обработка на материали с различна твърдост;

- изследване износването на режещите инструменти;

- повишаване на производителността;

- повишаване на надеждността и дълголетието на машините от разглеждания клас фрезови машини.

Бъдещата работа е свързана с въвеждане на още една допълнителна управляема координатна ос с цел увеличаване на производителността и достигане на висока точност, която се изисква от детайлите. Тази пета ос се предвижда да се реализира посредством въртящата се маса, служеща за четвърта управляема координата, като в случая тя ще се движи под наклон от 0 ÷ 90 градуса с възможност за връщане в изходната позиция.

4. Заключение

Предложена е подробна класификация на металообработващите машини по редица съществени признаци и е посочено мястото в нея на разглеждания клас фрезови машини.

Уточнени са изискванията към задвижванията на съответните координатните оси. Проведени са подробни експериментални изследвания на няколко типоразмера машини от разглеждания клас, в които са вградени многокоординатни постояннотокови електрозадвижвания по всички управляеми оси.

Анализирани са проблемите при модернизацията и са формулирани задачите, свързани с допълнителното подобряване на показателите и производителността, както и с разширяване на възможностите на разглеждания клас металорежещи машини с ЦПУ.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ – София-2013 г. по Проект № 132ПД0038-08.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Попов, Г., Металорежещи машини, част 1: Приложимост, устройство и управление, Технически университет – София, София, 2002, ISBN 954-438-317-4.

[2] Михов, М., *Системи за електрозадвижване*, Технически университет – София, София, 2011, ISBN 978-954-438-922-2.

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

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

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

[6]. Mikhov M., M. Zhilevski, A. Spiridonov, Modeling and Performance Analysis of a Spindle Electric Drive with Adaptive Speed Control, *Journal Proceedings in Manufacturing Systems*, Vol. 7, No. 3, pp. 153-158, Bucharest, Romania, 2012, ISSN 2067-9238.

Автор: Марин Милков Жилевски, маг. инж. - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически университет - София, Еmail address: *electric_zhilevski@abv.bg*

Постъпила на 07.05.2013 г.

Рецензент проф. д-р М. Р. Михов



ПРИЛОЖЕНИЕ НА ПРОГРАМИРУЕМИ ЛОГИЧЕСКИ КОНТРОЛЕРИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА РЕЗЕРВИРАНО ЕЛЕКТРОЗАХРАНВАНЕ В СИСТЕМИ ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ

Христо Стоянов

Резюме: В работата е представен и реализиран подход за управление на електроенергийна система чрез комуникационна мрежа в системите за сградна автоматизация. Работата се основава на специално разработено решение за управление, базирано на програмируем логически контролер, СКАДА работна станция за визуализация и управление и прилагане на "Modbus" комуникационна мрежа. Показани са примерни графични екрани, изобразяващи основната схема, мрежови анализатори и дизел агрегат.

Ключови думи: мрежови анализатори, комуникационна мрежа, СКАДА

IMPLEMENTATION OF PROGRAMMABLE LOGICAL CONTROLLER FOR MANAGEMENT OF ELECTRICAL REDUNDANCY SYSTEM INTO BUILDING MANAGEMENT SYSTEM

Hristo Stoyanov

Abstract: A management approach of the electrical power system in communications network in building automation systems is presented and realized. The work is based on a particularly selected solution of managing the unit with a programmable logical controller and supervisory control and data acquisition (SCADA) system based on "Modbus" communication network. An examples of graphical solutions are presented for main system, electrical meter and diesel generator.

Keywords: power meter, communication network, SCADA.

1. Въведение

Съвременното енергоефективно управление и поддръжка на производствени или офисни сгради изисква непрекъснато отчитане и анализ на потребените енергии в реално време, архивиране на данните на електронен носител, както и взимане на решения за превключване към алтернативен енергиен източник при влошаване характеристиките на основния в хода на експлоатацията. За реализирането на тази задача е подходящо използването на свободно програмируем контролер (PLC), работна станция (SCADA) - за визуализация и управление, сървър за съхранение на данните и измервателни устройства с възможност за отчитане на характеристиките чрез комуникационен протокол. Често използваните отворени протоколи са:

- Jbus комуникационен протокол
- Modbus комуникационен протокол
- LonTalk комуникационен протокол

Цел на настоящата работа е да се анализират възможностите както за управление на електроенергийните системи, така и за управление на сложни ABP (Автоматично включване на резервна) системи в интегрирани обекти за сградна автоматизация.

2. Обект

Обектът е производствена сграда, в която захранването с електрическа енергия е реализирано чрез трансформатор средно напрежение (фиг.1). Захранваните консуматори са разделени на две основни шини с еднакви мощности. Резервирането се осигурява от дизел-агрегати за всяка от двете шини с еднакви мощности. За допълнително резервиране се използва трети дизел-агрегат, който при необходимост (аварийни ситуации, влошаване на електрическите характеристики на дизел-агрегатите) да може да замени който и да е от двата основни агрегата. Специфичността на разработката се заключава в отчитането на характеристиките на електрическата енергия, реализирано чрез мрежови анализатори, комуникиращи с управляващият свободно програмируем контролер чрез "Modbus" комуникационен протокол.



Фиг.1. Блокова схема на система за енергийно управление
3. Възможности за прилагане на "Modbus" комуникационен протокол в информационните канали на системите за сградна автоматизация

Изобретен от "Modicon", "Modbus" представлява "master/slave" комуникационен протокол, използван за комуникация между интелигентни устройства за автоматизация, при които се използва втори слой на "OSI - Open Systems Interconnection" модел. "Master" устройството задава команди към някое от "slave" устройствата и приема постъпващите отговори. "Slave" устройствата не изпращат данни, без да са изискани от "master" устройството, както и не комуникират помежду си. На физическо ниво, "Modbus" системите използват различни интерфейси: EIA-485, RS-232, ETHERNET, като най-често използван е интерфейсът TIA/EIA-485 (EIA-485). "Modbus" приложният слой, позициониран в слой 7 на "OSI" модела, осигурява клиент/сървър комуникация между отделните устройства, свързани чрез комуникационна шина или мрежа (фиг.2). Ролята на клиента се осигурява от "master" устройствата, докато "slave" устройствата се инициализират като сървър. При "RS-232" интерфейс, максималната дължина на мрежата е 15 метра при 10kb/s, докато при "EIA-485" интерфейс – тя е 1200 метра при 100kb/s. Максималният брой на устройствата в една мрежа е 247.



Фиг.2. Схема на "Modbus" комуникационна интеграция

"Modbus" протоколът поддържа два модела на серийно предаване на данни – "ASCII" или "RTU" (табл.1). Моделът и серийните параметри трябва да са еднакви за всички устройства в комуникационната мрежа.

Табл.1. Характеристики при режими ASCII и RTU			
Характеристики	ASCII (7-бит)	RTU(8-бит)	
Система на кодиране	ASCII символи 0-9,А-F	8-битова двоична система	
Стартов бит	1	1	
Бит на данните	7	8	
Четност	Вкл./Изкл.	Вкл./Изкл.	
Краен бит	1 или 2	1 или 2	
Контролна сума	LRC (Longitudinal	CRC (Cyclical Redundancy	
	Redundancy Check). LRC	Check). CRC-16	

|--|

4. Логическо управление на електроенергийна система чрез "Modbus" – дистанционно базирано отчитане на данни и събития.

В табл.2 са показани алармените събития и предварително дефинираните за тях нива на приоритетите, отчитани от мрежовите анализатори.

Табл.2. Алармени събития и приоритети, отчитани от мрежови анализатори

Позиция	Описание	Приоритет
1	Ниско напрежение L1-L2 по-голямо от 10%	1
2	Ниско напрежение L1-L3 по-голямо от 10%	1
3	Ниско напрежение L2-L3 по-голямо от 10%	1
4	Високо напрежение L1-L2 по-голямо от 10%	1
5	Високо напрежение L1-L3 по-голямо от 10%	1
6	Високо напрежение L2-L3 по-голямо от 10%	1
7	Отклонение на честотата по-голямо от 10%	1
8	Ниско напрежение L1-L2 по-голямо от 5%	2
9	Ниско напрежение L1-L3 по-голямо от 5%	2
10	Ниско напрежение L2-L3 по-голямо от 5%	2
11	Високо напрежение L1-L2 по-голямо от 5%	2
12	Високо напрежение L1-L3 по-голямо от 5%	2
13	Високо напрежение L2-L3 по-голямо от 5%	2
14	Отклонение на честотата по-голямо от 5%	2

В табл. З са показани алармените събития и предварително дефинираните за тях нива на приоритетите, отчитани от дизеловите агрегати.

Табл.3. Алармени събития и приоритети, отчитани от дизел агрегати

Позиция	Описание	Приоритет
1	Авариен бутон	1
2	Блокиран вентилатор	1
3	Асиметрия на напрежението	1
4	Висока стойност на тока	1
5	Висока стойност на напрежението	1
6	Ниска стойност на напрежението	1
7	Превишена скорост	1
8	Недостатъчна скорост	1
9	Висока температура на двигателя	1
10	Висока температура на маслото	1
11	Ниско напрежение на батериите	2
12	Минимално ниво на горивото	2
13	Максимална ниво на горивото	2
14	Искане за поддръжка	2

В софтуерният продукт "StruxureWare – Building Operation Menta Editor" променливите, отчетени от мрежовите анализатори, се инициализират и се сравняват с предварително фиксирани съответни начални стойности. При получаване на разлики спрямо зададени нива се генерира алармено събитие със съответният приоритет. При отчетените променливи от дизеловият агрегат разликите на моментните спрямо фиксираните начални стойности са дефинирани предварително от производителя в контролерната среда на самия дизел-агрегат, което определя получаване на информация за настъпило конкретно алармено събитие. В зависимост от работните часове, моментните състояния на превключващите устройства и наличието на алармени събития, се взема решение за превключване към резервиран енергиен източник или за цялостното спиране на част или на цялата система. При наличие на алармени събития в два взаимно заменящи се източника се сравняват приоритетите им и се допуска работата на този от тях, който е с некритично алармено събитие за фиксирано време. Това позволява обезопасяване на протичащия технологичен процес преди да се изключи частта на енергийната система за ремонт. Приоритетите на алармените събития, разрешението за работа на източник с некритично алармено събитие, както и допустимото време на работа могат да се променят от графичните екрани на операторската станция. Логическата блокова схема на реализираното управление е показана на фиг.3.



Фиг.3. Логическа блокова схема

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

На фиг.4 е показан разработен графичен екран на електроенергийна система, изобразяващ статуса на цялостната система.



Фиг.4. Графичен екран за наблюдение на състоянието на електроенергийна система

На фиг.5 е показан графичен екран на мрежовите анализатори, изобразяващ основните електрически параметри, отчитани чрез комуникационна мрежа.



Фиг.5. Графичен екран за наблюдение на параметрите на мрежов анализатор

Графичен екран на дизеловите генератори е показан на фиг.6. Той изобразява електрическите параметри, отчитани чрез "Modbus" комуникационен протокол. В конкретния екран се изобразяват следните параметри:

- Стойностите на напреженията на различните фази "RS, ST и TR"
- Стойностите на различните фазни токове "RS, ST и TR"
- Стойностите на мощностите на различните фази "RS, ST и TR"
- Честота
- Статус
- Работни часове
- Брой на включвания
- Активна енергия
- Обща енергия
- Напрежение на батерии
- Критични аварии



Фиг. 6. Графичен екран за наблюдение на параметрите на дизел-генератор

6. Заключение

Интегрирането на електроенергийните и ABP системите в контролерната среда на системите за сградна автоматизация притежава следните предимства спрямо стандартното релейно-контакторно управление:

> • Интегрираното управление на ABP в системите за сградна автоматизация позволява управление и наблюдение на всички (обикновено голям брой) сградни системи от една единствена мониторна контролерна система.

- Диагностиката на моментните параметри на електроенергийната система дава възможност за изработване на предупредителни предсказващи аварийните ситуации сигнали, на базата на които след анализ, е възможно при необходимост да се вземе решение за превключване на захранващите източници.
- Изграждането на супервайзорно ниво чрез описаните контролерни схеми дава възможност за дистанционна настройка на параметрите на енергийните подобекти и реализирането на мониторинг в реално време.

БЛАГОДАРНОСТИ

Настоящите изследвания са свързани с договор ДТК 02/1, финансиран от НФНИ - МОМН.

ЛИТЕРАТУРА

[1] MODBUS Application Protocol Specification V1.1b - December 28, 2006

[2] MODBUS Messaging on TCP/IP Implementation Guide V1.0a - June 4, 2004[3] Reference Guide StruxureWare - 2011 Schneider Electric

Автор: Христо Стоянов, маг. инж. докторант - катедра "Автоматизация на елек-

Автор: Христо Стоянов, маг. инж. докторант - катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", Факултет Автоматика, Технически университет - София, Еmail address: *hlstoyanov@yahoo.com*

Постъпила на 07.05.2013 г.

Рецензент доц. д-р Е. Йончев



СЪСТОЯНИЕ НА ТЕОРИЯТА НА АСИНХРОННИТЕ ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНИЯ. МОДЕЛИРАНЕ И УПРАВЛЕНИЕ

Иван Костов, Георги Иванов

Резюме: Статията представя аналитичен обзор и изследване на съвременното състояние на теорията на асинхронните двигатели (АД), на техните модели и на системите им за управление с преобразуватели на честота (ПЧ) и автономни инвертори на напрежение с ШИМ. За целта е анализирана публикационната активност през последните години и систематизирана информацията за управлението на ненаситени АД с накъсосъединен ротор. Обсъдени са някои проблеми и нерешени задачи при управлението на АД. Направени са пред-положения за близкото бъдеще на теорията и практиката на управлението на АД. Литературната справка съдържа 38 заглавия от последните години.

Ключови думи: поле, ориентация, нелинейно, векторно, обратна връзка, линеаризация, режим, хлъзгане, управление, адаптивна, система, еталонен, модел, наблюдатели, оценители, идентификация

STATE OF THE THEORY OF INDUCTION MOTOR DRIVES. MODELING AND CONTROL

Ivan Kostov, Georgi Ivanov

Abstract: The article presents an analytical survey and study of the current state of the theory of induction motors (IM), their models and their control systems with frequency converters with DC link and PWM. For this purpose, publishing activity in recent years is analyzed and information of control of unsaturated IM with squirrelcage rotor is classified. Some problems and unresolved problems of the control theory of IM are discussed. Assumptions about the near future of the theory and practice of control of induction motors are made. The reference contains 38 titles in the last years.

Keywords: field, oriented, nonlinear, vector, feedback, linearization, sliding mode, control, FOC, FLC, model, reference, adaptive system, MRAS, observers, estimators, induction, motor, drives, parameter identification.

1. Въведение

Електрозадвижванията са основно звено на промишлеността като показател за тяхната значимост се явяват изследванията и разчетите, свързани с консумацията на електроенергия [1, 2, 3]. Това се подкрепя от факта, че около 60 % (за САЩ около 65%) от световната консумация на електроенергия в промишлеността се дължи на електродвигателите и то предимно в процесите на прера-

ботка – 22% и обработка -12% на материали, като помпи – 25%, въздушни компресори – 16%, вентилатори – 14%, в климатични системи – 7% и други – 4%. Във връзка със световните тенденции за намаляване на енергопротреблението и енергийна ефективност се разработени редица стратегии за управление, като чрез внедряване на регулируеми електрозадвижвания разходите за енергия може да намалеят между 25-50% [1, 4]. По мнение на специалисти около 80-90% от използваните електродвигатели са асинхронни, вследствие на редица предимства, които те притежават. Управлението на асинхронните електродвигатели се радва на устойчив интерес от страна на изследователите и инженерите повече от четири десетилетия. Доказателство за това е значителния брой на статиите, посветени на управление на асинхронни двигатели - повече от 4000, като 300 статии се появяват само през 2008 г. Интересът на промишлеността към управлението на асинхронните двигатели (АД) е документиран от над 80 000 патента по този въпрос [5]. Наличието на мощни цифрови сигнални процесори с ниска цена и значителното развитие на силовата електроника създават условия за проектиране на сложни системи за управление на АД [5, 6]. Тези системи трябва да постигнат същото, или дори по-високо качество на управление на скоростта и енергийна ефективност, които са получени чрез посложните и по-скъпи, но по-малко надеждни двигатели за постоянен ток (ДПТ). АД се поддават много по-трудно на управление, но имат определени предимства спрямо ДПТ, тъй като липсва колекторно-четков апарат и произтичащите от това проблеми, свързани с ограничени комутационни възможности и скорости, непригодност при работа в корозионни и агресивни среди и необходимост от периодична подръжка на този апарат. Те имат проста и здрава конструкция и по-добри показатели като претоварваща способност и плътност на мощността, които се изразяват чрез по-високо съотношение въртящ момент – тегло (или инерционен момент) спрямо ДПТ [7]. Трудностите при синтеза на управляващи алгоритми за асинхронни двигатели се дължат на сравнително сложния модел, вследствие на взаимосвързаността на неговите променливи и съществено нелинейните им зависимости. Преодоляването на този проблем е свързано с имплементирането на сложни и комплексни алгоритми за управление и микропроцесорни системи със значителен числен ресурс, което с оглед развитието на цифровата техника е напълно постижимо, като решенията стават все по-изгодни в ценово отношение. Именно тези фактори обуславят и значителния интерес на научната общност през последните 20 години. Един от основните проблеми при експлоатацията на асинхронните двигатели е пълноценното им използване и енергийната ефективност [8]. Статистическите данни на IEA показват, че 60% от всички електродвигатели работят с 60% и с по-малко от работните товари, за които те са проектирани. При същите условия и в определени приложения асинхронният двигател може да отдели във вид на загуби до 70% и повече от електрическата енергия, която той консумира, което води до увеличаване на електроенергийните разходи. При номинален режим АД имат к.п.д. 75%-85% и висок фактор на мощността (0,8-0,85), но при режими, различни от номиналния показателите им рязко спадат, следователно е актуален въпросът с енергоикономичното им управление, а това е свързано с избора на

режим на работа съобразно натоварването на машината. Не по-малко важен е въпросът с точността на управлението в статичен и динамичен режими, което пък е изискване от страна на технологичния процес, обслужван от електрозадвижването. Известно е, че задвижвания, работещи при постоянни или бавно изменящи се задания, особено в порядъка на по-големите мощности се управляват съгласно критерии и алгоритми за статична оптимизация, изведени на база статични модели на асинхронния двигател [9]. При следящите системи, работещи в условия на бързо изменящи се задания или значителни по динамика и мощност смущения се прилагат методи и алгоритми за динамична оптимизация. Докато при първите се предявяват претенции предимно по отношение на топлинните загуби и консумирането на енергия, то при втората група важни показатели са производителността, сходимостта на системата към определени (желани) траектории в преходните режими, оценявано чрез различни динамични показатели като линейна интегрална (I) и интегрално-квадратична (I2) грешки, пререгулиране (σ), време на регулиране (tp) и т.н. Трябва да се отбележи, че динамичните показатели са също свързани с енергопотреблението и енергийната ефективност на задвижването, особено в системи, работещи предимно в преходни режими. Следователно критериите за статична и динамична оптимизация са обвързани, но опита за съвместното им решаване се оказва сложна моногокритериална задача [9]. От съществено значение за качеството на управление е прецизното определяне на параметрите на двигателя като активни съпротивления, собствени индуктивности на статора и ротора и взаимната индуктивност, инерционния и съпротивителния моменти. Трудностите при определянето им се дължи на сравнително сложната природа на процесите, протичащи в електрозадвижването и различните условия на работа – промяна на натоварването в широки граници, електромагнитни смущения, температурни промени и т.н.

2. Моделиране на асинхронния двигател

Електромеханичното преобразуване на енергията може да се представи на база два крайни подхода – теорията на полето (уравненията на Максуел) и теорията на веригите (законите на Кирхоф) като комбинирания подход (теорията на обобщения електромеханичен преобразувател) съчетава предимствата им и се смята за най-удачен [10]. Преобразуването на координатите от математическа гледна точка създава предпоставка за опростяване на математическото описание на асинхронния двигател както за целите на анализа на електромагнитните и електромеханични процеси в машината, така и при синтеза на закони за управление [11, 12, 13]. Друг подход на основа апарата на обобщената електрическа машина за описание на асинхронния двигател е представянето му в обобщен матрично-векторен вид чрез метода пространство на състоянията и разработените в тази връзка методи за оценка като наблюдаемост, управляемост и устойчивост [5]. По-конкретно може да се каже, че основните модели, използвани при синтеза на управляващи алгоритми за АД се базират на обобщения електромеханичен преобразувател и производните на него, като за целите на векторното и оптимално управление се прилагат ориентации спрямо определени величини

(поток на статора, ротора, въздушната междина т.н.) и описание в пространство на състоянието, като в някои разработки се правят опити за допълване на това описание с модели на насищането на магнитната верига, топлинни модели, отчитащи промяната на активните съпротивления на статора и ротора, повърхностния (скин) ефект при кафезните двигатели и влиянието върху роторното съпротивление, загубите от хистерезис, несиметричните режими на работа и т.н. Усложняването на модела на двигателя, затруднява синтеза на управляващи алгоритми и затова често проектирането на системата за управление се базира на определени компромиси между различните критерии. В заключение може да се каже, че стремежът в търсенето на нови и удобни варианти на представянето на математическия модел на двигателя и свързаните с това математически преобразувания могат да доведат до нежелани ефекти - отдалечаване от физическата същност и представата за процесите и явленията.

3. Съвременни системи за векторно управление

Преди повече от 40 години Hasse и Blashke извеждат принципите на ориентираното индиректно (Indirect Field Oriented Control, IFOC) и директно (Direct Field Oriented Control, DFOC) векторно управление [14, 15]. През този период се появяват и първите честотни задвижвания, което фокусира вниманието на учени и инженери към управлението на АД. По проблемите на ориентацията са направени множество изследвания като в [14, 16] се прави опит за тяхното обобщение. Ориентацията най-често се реализира по пълния магнитен поток на ротора (за кратко наричан по нататък роторния поток) – Ψ_r , затова и интересът към моделирането на наблюдатели за този параметър е най-голям. Това се е наложило поради факта, че при нея се постига пълно разделение между компонентите на статорния ток, създаващи потока и момента на машината. В някои по специални приложения ориентацията по статорния поток Ψ_s има своите предимства. В [17] се отбелязва, че при работни режими над номиналните и в областта на отслабване на полето тази система е по-малко чувствителна на параметрична промяна и генерира по-голям момент в условията на ограничени напрежение и ток. Общият белег на всички изчислителни схеми за определяне на потока е параметричната чувствителност и за това са предложени различни мерки за подобряването им. Наред с отворените изчислителни схеми като напреженов, токов, напреженово-скоростен и напраженово-токов и скоростен модели на Ψ_r се използват и адаптивни наблюдатели от типа на Luenberger и Gopinath [14]. Сериозен интерес проявява научната общност и в областта на Калмановата теория. На основа на Калмановия филтър в зависимост от използвания модел на двигателя в пространството на състоянието могат да се синтезират оценки на Ψ_r , статорния ток, скоростта на вала на двигателя – ω_r (използвани в системи за безсензорно управление) както и коефициенти, свързани с параметрите на двигателя и товарния момент [18, 19]. През последните години особен интерес предизвикват методите управление в режим на хлъзгане (Sliding Mode Control, SMC), като при проектирането на адаптивен наблюдател на състоянието се синтезира, най-често повърхнина на превключване, базирана на грешката между измерената и оценена стойност на тока, а механизма за адаптация представлява

прекъсната (знакова) функция. В [20] е направен сравнителен анализ на работата на 2 основни наблюдателя, адаптирани чрез sliding mode механизъм. Устойчивостта на тези системи се доказва чрез теорията на Ляпунов. С развитието на микропроцесорната техника стана възможна реализацията на схеми с изкуствен интелект посредством невронни мрежи за оценка на състоянието на параметрите на двигателя [21, 22, 23]. Най-често се използват двуслойни (с един входен и изходен слоеве) или трислойни (с междинен слой), а адаптацията на тегловните коефициенти мрежата ce реализира съгласно В метода backpropagation. Разгледаните проблеми дотук се свързват с ориентацията и възстановяването на параметри на състоянието важни за управлението като Ψ_r и скорост, при които прякото измерване е трудно или нерентабилно, а също така и параметри, изменящи се в хода на работа – статорното (R_s) и роторното (R_r) активни съпротивления. При това тези параметри трябва да бъдат възстановявани с гарантирана устойчивост на процеса [5]. В своята обзорна работа Toliyat разглежда подробно въпросите на offline и online идентификацията на параметри в асинхронните двигатели [24].

От 1985г. паралелно с FOC-схемите се развива и т.нар. Пряко управление на момента (Direct Torque Control, DTC) [16]. Първоначално Depenbrock предлага т. нар. метод Пряко самоуправление (Direct Self Control, DSC), а само няколко месеца по-късно Takahashi и Noguchi публикуват концепцията на DTC. Предложените стратегии се различават само по формата на изобразяващата, която следва вектора на потокосцеплението при управление – DTC е под формата на кръг, а в DSC е хексагон [14]. Системите с пряко управление на момента са разработени предимно за големи мощности и за тягови задвижвания. Характеризират се с по-голямо бързодействие в сравнение с FOC-алгоритмите, което се дължи на опростената им структура – липсват координатни преобразувания, използват се оценки на статорния поток и момента, а регулиращите контури се реализират чрез релейни регулатори. Въпреки това те имат недостатъци, обусловени от променливата честота на превключване и значителни пулсации на момента. Усилията на учените и проектантите в последните години са насочени към различни стратегии за избягване на променливата честота на превключване [25, 26], но неизменно движейки се съгласно фундаменталната концепцията на DTC.

Третият клон на развитие на съвременните векторни електрозадвижвания е т.нар. управление с линеаризираща обратна връзка (Feedback Linearization Control, FLC). Първите разработки в тази област принадлежат на Marino и Tomei [5] отпреди повече от 20 години. В основата на тази концепция е управлението на скоростта и модула на потока на машината, чрез линеаризираща обратна връзка като се регулира непосредствено статорното напрежение – U_s на база измерените статорни токове - I_s [5]. Следвайки принципите на FOC задачата на FLC е ориентиране на роторния поток към d-оста на въртящата се координатна система. Според [5] тъй като потокът не се измерва, а се възстановява чрез наблюдател, следователно ориентацията е асимптотична и това трябва да се отчита при анализа на устойчивостта на управляващата система. През последните 2 десетилетия се появяват някои разработки [27, 28], свързани с този

подход, но на този етап не са известни системи за векторно управление на промишлени асинхронни двигатели, реализирани на тази основа.

Много важен е въпросът с избора и настройката на регулаторите в системите за векторно управление на АД. При стандартния подход се използват ПИ регулатори за контурите на регулиране на токовете, потока и скоростта, но токовите контури може да се реализират и с двупозиционни регулатори. Както при ДПТ, така и при АД се прилагат най-вече линейните методите за настройка на симетричен и модулен оптимум [11, 12]. Докато при ДПТ този подход дава добри резултати, то при АД резултатите са незадоволителни и се изисква съществена донастройка. Това се дължи на нелинейния модел на двигателя и силното влияние на обратните връзки по противо-е.д.н. в модела. Практически не са известни преки изчислителни методи за получаване на параметрите, които да обезпечават определени динамични показатели. Това се постига най-често чрез прилагане на адаптивни системи. Повечето работи са свързани с избора на закони и определяне на параметрите им, гарантиращи устойчивост, в определена работна област. В тази връзка е интересно да се отбележи, че доказателство за глобалната устойчивост на индиректното управление по роторния магнитен поток е публикувано едва през 1996г.[5]. Разработени са редица стратегии при които класическият ПИ-регулатор се заменя с размит контролер [29], SMC стратегия [30] и т.н., стъпващи основно на нелинейна теория. В последно време се възлагат големи надежди на хибридни управляващи структури на основа размито и невронно управление. В тази посока интерес представлява разработката на Kowalska и колектив, които предлагат адаптивен sliding-mode невронно-размит регулатор за управление на скоростта [31]. Алгоритъмът за обучение се стреми да минимизира грешката (коригирайки теглата в невронната мрежа, съгласно градиентен метод) от изхода на систематата – в случая измерваната и желана скорост, получена от еталонен модел, изведен на база колебателно звено от втори ред, и определящо желаната динамика на скоростния контур.

4. Системи за безсензорно управление на АД

В последните години широко разпространение в промишлеността са получили т.нар. системи за безсензорно управление на скоростта (sensorless speed control) на АД, благодарение на редица предимства [32, 33], които те притежават – елиминирането на хардуерни компоненти (обратни връзки от сензори за поток и скорост) и замяната им с програмни инструменти (софтуер) в микропроцесорните управляващи устройства спомага за подобрява експлоатационните характеристики и надеждността на задвижването, намаляване на габаритите и цената на предлаганите системи. В тази връзка се реализират изчислителни схеми на основа отворени и затворени наблюдатели [7, 32] изведени на база обобщената двуфазна машина и измервания на лесно достъпните I_s и/или U_s . Прилагат се различни техники на основа Калмановата теория, невронните мрежи, SMC (разгледани и в предходната точка), адаптивни системи с еталонен модел (Model Reference Adaptive System, MRAS) [34]. От изброените по-горе най-голямо приложение намират MRAS модели, което се дължи на относително по-простата структура спрямо другите затворени наблюдатели и стабилна работа в широк диапазон [31]. Друга група от методи се опират на пространствената анизотропия на асинхронния двигател като насищането на магнитната верига и зъбните хармоници [35]. Този подход се прилага по-лесно при синхронните двигатели, тъй като неравностите по вътрешните повърхнини са значително по-големи [14]. Методите за безсензорна оценка на скоростта трябва да удовлетворяват критериите за малка собствена динамика (т.е. да не внасят допълнително динамика в контура на управление) и робастност по отношение промяна или неточности при определяне на параметрите на двигателя, също така широк диапазон на работа, включително и при много ниски скорости, близки и равни на нула. От гледна точка на качеството на управление в смисъл на динамична и статична точност, тези системи заемат междинно място спрямо отворените и затворени чрез датчик на скорост, но работят по-добре от системите с инверсен модел [5]. Като обобщение на постигнатото в тази област се явяват работите на P.Vas, J. Holtz, G. Tarchala – [7, 32, 33].

5. Заключение

Настоящата работа е опит за обобщено представяне на проблемите и тенденциите при изграждането на висококачествени системи за векторно управление на промишлени АД. В тази връзка са разгледани въпроси, свързани с моделирането и оптималното управление на АД по различни технико-икономически критерии и използваните съвременни методи за управление и оценка на величини, свързани с двигателя и имащи пряко отношение към качеството на управление (наблюдатели на състоянието и параметрични наблюдатели) на основа изкуствен интелект (невронни мрежи), SMC, MRAS, Филтър на Калман и т.н. Предложената литературна справка предоставя възможност за задълбочен анализ на задачите и проблемите свързани с моделиране, идентификация, управление от гледище на нелинейната теория, статична и динамична оптимизация на асинхронния двигател. В заключение може да се каже, че теорията на управление на АД е достигнала състояние на насищане и в следващите години ще се работи усилено в посока имплементирането на разработените алгоритми за оценка и управление като особено перспективен клон се явява безсензорното векторно управление. Напредъкът на цифровата техника в областта на сигналните процесори, ASIC (интегрални схеми със специфично приложение) технологията и свръхголемите интегрални схеми като FPGA (интегрални схеми с програмируема структура) [36, 37] поставя акцента върху цифровото управление и алгоритмично-програмното осигуряване, стратегиите за оптимално управление на числените ресурси, имплементиране на механизми за самонастройка, енергоспестяващи алгоритми, осигуряването на необходимата логика и анализ (отработване) на аварийни ситуации [38], внедряването на т. нар. редундантни системи, които имат за цел да заместят дефектиралия агрегат или механизъм, при това без да се нарушава цикъла на работа.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Bose B., Power electronics and Motor Drives: Advances and Trends, Academic Press, 2006, ISBN 978-0-12-088405-6, 917pp.

[2]. Mecrow B.C., A.G. Jack, Efficiency trends in electric machines and drives, University of Newcastle Upon Tyne, 2006.

[3]. De Almeida, A.T., Ferreira, F.J.T.E. and Both, D. 2005. Technical and Economical Considerations in the Application of Variable-speed drives with Electric Motor Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(1):188–199, January/February.

[4]. Михов М. Р. Системи за управление на електрозадвижванията, ТУ-София, София, 2009

[5]. Marino R., P. Tomei, C. M. Verrelli, Induction Motor Control Design, Springer-Verlag London Limited, 2010, ISBN 978-1-84996-283-4, e-ISBN 978-1-84996-284-1, 371 ctp.

[6]. Ишматов З., Микропроцесорное управление электроприводами и технологическами объектами. Полиномиальные методы, изд. УГТУ-УПИ, Екатеринбург, 2007г., 278с.

[7]. Vas, P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press, 1998.

[8]. Thanga Raj C., S. P. Srivastava and P. Agarwal, "Energy Efficient Control of Three-Phase Induction Motor," International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 1, No. 1, 2009, pp. 61-70

[9]. Панкратов В.В.Тенденции развития общепромышленных электроприводов переменного тока на основе устройств силовой электроники, Силовая Интеллектуальная Электроника. – 2005. – № 2. – С. 7–11

[10]. Копылов И.П., Математическое моделирование электрических машин, Москва, Висшая школа, 2001, ISBN 5-06-003861-0, 327 стр.

[11]. Ключев В. И., Теория Электропривода, Энергоатомиздат, Москва, 2001.

[12]. Виноградов А., Векторное упавление электроприводами переменного тока, Ивановский государственны энергетический университет, 2008, 298с.

[13]. Popescu M., Induction Motor Modeling for Vector Control Purposes, Picaset Oy, Helsinki, 2000, 144 pp.

[14]. Bocker, J.; Mathapati, S., "State of the Art of Induction Motor Control," Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC'07. IEEE International, vol.2, no., pp.1459, 1464, 2007

[15]. Chan Tze-Fun, Keli Shi, Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives, Wiley, John & Sons, Incorporated, 2011, 432 pp.

[16]. Бичай В.Г, Д.М. Пиза, Е.Е. Потапенко, Е.М. Потапенко Состояние, тенденции и проблемы в области методов управления асинхронными двигателями, Радиоэлектроника, информатика, управление. 2001. - № 1. с.138-144.

[17]. Seibel B.J., Field Oriented Control of an Induction Machine in the Fieldweakining region with DC-link and Load disturbance rejection, Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 33, 1997 pp. 1578-1584

[18]. Aksoy S., A. Mühürcü, H. Kizmaz, State and Parameter Estimation in Induction Motor Using the Extended Kalman Filtering Algorithm, IEEE Modern Electric Power Systems (MEPS), 2010, pp. 1-5.

[19]. Yang W., C. Xu, J. Jianguo, Speed Sensorless Vector Control of Induction based on reduced order extended Kalman Filter, Dept. of Electric Engineering, Shanghai Jiaotong Univ., China, IEEE The Fifth International Conference Power Electronic and Drive Systems, Vol. 1, Page 423-426, 2003.

[20]. Know C., S. Hui, S. Sudhoff, S. Zak, Rotor Flux and Speed Observers for Induction Motors, International Conference on Power Electronics And Intelligent Control for Energy Conservation, Warsaw, 2005.

[21]. Bose, B.K., Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives—An Introduction and Perspective, Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.54, no.1, pp.14-33, Feb. 2007

[22]. Cirstea M. N., A. Dinu, J.G. Khor, M. McCormick, Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems, Newnes, 2002.

[23]. Aksoy S., A. Mühürcü, Elman Neural Network-Based Nonlinear State Estimation for Induction Motors, TÜBITAK, Turk J Elec Eng &Comp Sci, Vol. 19, No.6, 2011, pp. 861-875

[24]. H.A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina. A review of RFO induction

motor parameter estimation techniques. IEEE Transactions on

Energy Conversion, 18(2), pp. 271-283, 2003

[25]. Buja, G.S., Kazmierkowski, M.P., Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey IEEE Trans. IE, 51, Aug. 2004 pp. 744-757

[26]. Idris, N.R.N.; Yatim, A. H M, Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple, Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.51, no.4, pp.758,767, Aug. 2004.

[27]. Gastaldini, C.C.; Vieira, R.P.; Azzolin, R.Z.; Grundling, H.A., "An adaptive feedback linearization control for induction motor," Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on , vol., no., pp.1-6, 6-8 Sept. 2010

[28]. Ahmed, A.H.O.; Ajangnay, M.O.; Mohamed, S.A.; Dunnigan, M.W., "Combined sliding mode control with a feedback linearization for speed control of Induction Motor," Energy, Power and Control , 2010 1st International Conference on , vol., no., pp.213-218, 2010.

[29]. Kar, Biranchi Narayan; Mohanty, K.B.; Singh, M., "Indirect vector control of induction motor using fuzzy logic controller," Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2011 10th International Conference on, vol., no., pp.1,4, 8-11 May 2011.

[30]. Bacha, F.; Gasmi, M., "Sliding mode control of induction-motor-pump supplied by photovoltaic generator," Industrial Technology (ICIT), 2011 IEEE International Conference on, vol., no., pp.182,187, 14-16 March 2011.

[31]. Orlowska-Kowalska, T., M. Dybkowski, Stator current based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction motor drive, IEEE Trans. Industrial Electronics 57 (4), 1296–1308 (2010).

[32]. Holtz, J., "Sensorless control of induction motor drives," Proceedings of the IEEE, vol.90, no.8, pp.1359-1394, 2002.

[33]. Tarchala, G., M. Dybkowski, T. Orlowska-Kowalska, Analysis of the chosen speed and flux estimators for sensorless induction motor drive, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 525-530, 2011

[34]. Иванов Г., И. Костов, Й. Пищийски. "Сравнителен анализ на MRAS структури за оценка на скоростта в асинхронни електрозадвижвания", Journal of the Technical University – Sofia Plovdiv branch, Bulgaria, "Fundamental Sciences and Applications" Vol. 18, 2012, ISSN 1310 – 827, стр.33-42

[35]. Zatocil, H., "Sensorless control of AC machines using high-frequency excitation," Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, vol., no., pp.1024-1032, 1-3 Sept. 2008

[36]. Mollov L., P. Petkov, Вградени системи за управление: Състояние и проблеми, Journal of the Technical University Sofia, branch Plovdiv "Fundamental Sciences and Applications", Vol. 16, 2011, International Conference Engineering, Technologies and Systems TechSys 2011.

[37]. Verma A., S. Dhingra, M. K. Soni, Design and synthesis of FPGA for speed control of induction motor, International Journal of Physical Sciences Vol. 4 (11), pp. 645-650, 2009.

[38]. de Araujo Ribeiro, R.L.; Jacobina, C.B.; Da Silva, E. R C; Lima, A.M.N., "Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.51, no.2, pp.439,446, April 2004.

Автори: Иван Костов, доц. д-р - катедра "Системи за управление", Факултет Електроника и Автоматика, Технически Университет - София, филиал Пловдив, E-mail address: *ijk@tu-plovdiv.bg*, Георги Иванов, инж. маг. докторант - катедра "Системи за управление", Факултет Електроника и Автоматика, Технически Университет - София, филиал Пловдив, Е-mail address:

georgi.iwanow@gmail.com

Постъпила на 09.05.2013

Рецензент доц. д-р Е. Йончев

ХИБРИДНА СРЕДА ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА СТРАТЕГИИ ЗА УПРАВЛЕ-НИЕ НА МОЩНОСТТА ВЪЗОБНОВЯЕМИ ЕНЕРГИЙНИ ИЗТОЧНИЦИ

Теофана Пулева, Георги Ружеков, Цоньо Славов

Резюме: В статията се представят основните задачи и компоненти на хибридна среда за изследване на стратегии за управление на мощността на възобновяеми енергийни източници, рабощещи в ограничена по мощност енергийна система. Тя се състои от компютърно реализирани модели на конвенционални и възобновяеми източници на енергия със стохастичен характер на генерираната мощност. Локалните системи за управление са реализирани чрез управление в реално време. Изследвани са различни стратегии за управление на мощност е баланса по активна мощност на системата. Моделът на енергийната система е реализиран чрез графичния интерфейс на Matlab. Този подход позволява да бъдат изследвани различни по сложност модели и алгоритми за управление на хидро-и ветрогенератори и оценяване на тяхното влияние върху качеството на работа на системата.

Ключови думи: моделиране на енергийна система, управление на мощността на ветрогенератор, работа по статична характеристика

HYBRID ENVIRONMENT FOR POWER CONTROL STRATEGIES INVESTIGATION OF RENEWABLE ENERGY SOURCES OPERATION

Teofana Puleva, Georgi Rouzhekov, Tsonyo Slavov

Abstract: The paper considers the main tasks and components of hybrid environment for power control strategies study of renewable energy sources operation in power limited energy system. It consists of PC based models of conventional generating units as well as of renewable power plants with stochastic dynamics nature. The local control systems are based on the concept "hardware in the loop". Different wind turbine power control strategies providing an effective support of power balancing and frequency control functions are investigated. The system model is developed by the graphical user interface of Matlab. This approach allows to explore different on their complexity hydro and wind generator models and control algorithms and to examine their impact on the system dynamics performance.

Keywords: Power system modeling, Wind turbine power control, Frequency-power droop

1. Introduction

The priority development of Renewable Energy Sources (RES) determines the actuality of the task of modeling and analyzing their work in Electric Power System (EPS). The stochastic nature of wind speed determines the relevant change in the magnitude of produced power to the EPS. At the same time the power consumption of EPS has a stochastic nature. Thus, in the EPS there are already two random processes with a variable power. The random variation of the power output of Wind Power Plants (WPP) makes difficult to forecast and to keep the balance between power production and load, and therefore the forecasting and control processes of the normal operation of EPS. This imposes the increase of spinning reserves and complicates the control systems for the EPS normal operation. Larger the percentage part of the wind turbine power in the EES is, greater this influence is.

The wind energy utilization in some countries comprises the wind turbines integration in the frequency-power control system which is a significant step to wind turbine participation in the operation control of the EPS. The wind plants must be treated as an integral part of the electric system. Currently the wind turbine and wind farm control systems are equipped with several new features supporting the grid integration of wind power. The wind turbines have active and reactive power set-points available for external control. These set-points are used by wind farm controllers to support the power balancing and frequency control functions in the power system. In this way the power output of the wind farm is controlled from the external system controller and doesn't operate in accordance with the "maximum power extraction strategy". Such an approach is realized in Denmark for the wind farm "Horns Rev" [2, 3]. The wind farm power control strategy enables to support the active power balance of the EPS and therefore to avoid the short-term power decrease of conventional plants. Therefore the WPP operation may include the wind turbine power control in order to extract maximum energy from the wind (if there is a permission for such mode of operation by the system controller) as well as the operation on a partial power output (as a part of the available power of the wind) determined from the steady-state "frequency-power" characteristic.

The wind turbine power change with respect to EPS frequency deviation is determined from the steady-state "*frequency-power*" characteristic [1]. It establishes the frequency upper and lower limits in which the wind turbine remains connected to the grid, as well as the power output change (as a part of the available power) depending on the current wind speed versus frequency between the upper and lower limits. This control strategy permits to ensure a grid-friendly response to the variation in wind speed and system frequency and effective support of the power balancing in the EPS. This approach requires different by type static "frequency-power" characteristics to be considered in order to investigate the control system performance of the power limited energy system operation related to the Union for the Coordination of Transmission of Electricity (UCTE) requirements of quality of electricity production. In [2, 3] two types of static "frequency-power" characteristics for WPP are considered. They are associated with the requirements of E.on grid code 2006 and the WPS grid code in USA. The specific conditions of renewable energy sources operation require control

systems design and implementation in order to ensure the UCTE requirements in terms of quality of electricity production. The formulated in the project task for modeling and investigation of the joined operation of RES in power limited energy system is to propose a control strategy and control system models for RES (WPP) output power control in which both the conventional power plants (hydro- and turbo power plants) and the wind power plants participate in the "frequency-power" control of the electric power system. The change of the balance between the active power produced by the unit and the active load causes a frequency deviation about its nominal value of 50 Hz. It is necessary to produce an appropriate control signal to the turbine gate to change the turbine power output. This action will restore the system frequency to its nominal value in accordance with the speed-power drop factor of the hydro unit. In solving this problem a number of specific features of the plants related to the random nature of the primary energy source of the wind, the variable nature of electrical power consumption, the technological constraints related to the power output control and the UCTE requirements in terms of quality of electricity production must be taken into account.

The recommended by the IEEE Working Group [4] hydro turbine models include both linear and nonlinear models. In order to describe more accurately the dynamic interaction between hydro turbines power control systems and equivalent power limited energy system the development of detailed hydraulic system models is required. This is particularly necessary due to the increasing implementation of fast turbine governors. They must provide a fast response to a sudden load change hence the representation of water hammer effects in hydraulic turbine mathematical model is very essential. These models are recommended under wide load change as well as under disturbance rejection where a turbine governor fast response is particularly essential in order to restore the frequency on its nominal value. The current control strategies of the HPP include studies of a wide range of control algorithms - from the modified classical controllers to adaptive, predictive and robust controller applications. In [5] a robust control approach for WPP power output is presented.

The wind turbine power change with respect to EPS frequency deviation is determined from the steady-state "frequency-power" characteristic. It establishes the frequency upper and lower limits in which the wind turbine remains connected to the grid, as well as the power output change (as a part of the available power) depending on the current wind speed versus frequency between the upper and lower limits. The linearized model of the wind generator may be considered as a time-variant system whose parameters depend on the wind velocity. The mathematical description of such systems is convenient to be done in the state space by using the so called linear parametrically varying transformations (LPV). In this way the control of a nonlinear timevariant system may be realized by using time-invariant controllers designed by linear control theory application. The controller design can be accomplished by implementation of the optimal filtering theory (Kalman and Wiener filters). The usage of such a procedure in practice is made difficult by the fact that the wind velocity is difficult to be measured accurately and that several generator parameters depend on its aerodynamics and may be determined only approximately. For this reason it is necessary to use design methods for robust controllers [7, 8], that take into account the uncertainties in generator parameters as well as the presence of unstructured uncertainty in its description. Here one may apply the methods based on the H_{∞} - norm of the closed-loop system in which the gain-scheduled controller is determined by optimization procedure using the so called linear matrix inequalities (LMI). A powerful method for controller design in the presence of parametric uncertainty is the μ -synthesis. There is no information about the practical implementation of this method to the design of wind generators, the possible cause being the high order of the controllers obtained by the μ -synthesis. With the improvement of the hardware used in the implementation of modern digital controllers one may expect that higher order controllers will be used which will help to achieve better performance in the control of wind generators.

The broad application of RES in the electricity production in Bulgaria puts many questions for discussion related to the quality of the produced energy to provide the necessary spinning reserves and optimal control of the production and the distribution. The development of advanced control systems for wind and hydro turbine generators ensures the solution of these problems.

2. Project objectives

The Research aim of the project DDVU 02/80 is the development of models for joint operation of renewable energy sources (RES) in power limited energy system, as well as the investigation of power control algorithms for a Wind Turbine Generator (WTG) and a Hydro Turbine Generator (HTG) with the objective of a primal frequency control of the EPS. The operational regimes of WTG might include a power control of the unit with the aim of maximal energy extracted from the wind (in the presence of permission for such a regime from the power-system operator) or a work in regime with partial power in accordance with the reference from the power-system controller. The operational regime of HTG can be determined from the requirements for the primary or secondary frequency control of the EPS.

The solution of the problem discussed in the project requires the creation of the joint operation model of renewable power plants in power limited energy system, in which the loads as well as the generated power of RES have random nature. The change in the ratio between the generated and consumed active power leads to a deviation in the frequency from the required value of 50 H_z . It is necessary to form an appropriate control signal to the actuators of the WTG and HTG, which will ensure the change in the produced power from the units, which aims at the recuperation of the frequency on its nominal value in accordance with the adjusted "frequency-power" static characteristic. The solution to the scientific research problem of the project includes the following tasks:

- Modelling of the wind dynamics;
- Modelling of the wind turbine and its components dynamics, i.e. modelling of the process of producing mechanical energy from the wind; dynamics of the wind turbine wheel; model of the mechanical oscillations; dynamics of the servo system for the control of the pitch angle of the wind turbine propellers; model of the wind turbine shaft dynamics;

- Modelling of the hydro-power generation unit, with taking into account the elasticity of the water column;
- Design of control algorithms of the wind turbine power, with the requirement of maximum power production from the wind (design of extremal controllers, controllers based on Wiener filter, predictive controllers, gain scheduling controllers for WTG, based on the usage of linear parametrically varying transformations;
- Control algorithms design for the power of water turbine unit, by taking into account the elasticity of the water column controllers with compensation in the control law of the water column dynamics, multiple model adaptive controllers, based on the input-output description and on the state space description. Design of fault detection and fault tolerant control algorithms for the control of the power produced by RES;
- Determination of the functioning rules of the system for variable frequencypower static characteristic determining the WTG power reference.
- Integration of the designed automatic control systems in a model of the joint operation of RES and EPS;
- Design of controllers for secondary frequency control in the created system model of joint operation of RES and EPS;
- Performance investigation of the frequency control in the power limited energy system in the case of concentrated WTGs.

The project tasks have a scientific-applied character. They are related to the investigation of the power control processes of RES, in particular WTGs and HTGs. It is foreseen to design and to investigate a broad spectrum of control devices in scenarios, in which WTGs are also present in the frequency-power control system, exactly like the case of the control of classical power plants. The outlined trend during the last few years in our country for concentrated construction of WTG determines the importance of the research in this area.

3. Project implementation description

The main goal of the project tasks related to the modelling and investigation of the renewable energy sources (RES) joined operation in power limited energy system is to propose a model of power control systems for renewable energy sources. In this control strategy the hydro generator units as well as the wind turbine generators can participate in the "frequency-power" control system of the electric power system. In this problem solution different features of the plant have to be taken under consideration. They are related to the random nature of the wind energy resource, load variation, control signals saturation and UCTE requirements regarding the quality of the produced energy and control systems performance.

In Figure 1 a block diagram of the joined operation of RES and power limited energy system is shown. In this scheme the main technological components representing the power exchange as well as the role of the power system regulator in their control is represented.



Figure.1. Block diagram of the joined operation of RES in power limited energy system

The main project tasks are:

- Wind dynamics investigation and derivation of detailed mathematical models representing the harmonics and stochastic components in the wind spectrum.
- Wind turbine dynamics components modeling extraction of the mechanical power from the wind; wind turbine shaft modeling; drive train dynamics modeling; mechanical eigenswings modeling; blade pitching system modeling.
- Wind turbine nonlinear model creation. Mathematical model linearization and ranges for parameter values determination.
- Detailed hydro turbine dynamics modeling with water column elasticity determination.
- Modeling and investigation of hydro generator power control in power limited energy system and load disturbance rejection.
- Active power control algorithms design for wind turbine generators operation under "maximal power extraction" strategy (extremal controller design, controllers design based on Wiener filtering, model predictive controllers design, gain scheduling controllers for wind turbine generators, based on the application of linear parametrically varying transformations.

- Design of hydro generator power control algorithms taking into account the water column elasticity.
- Rule determination of the wind turbine generator "frequency-active power" characteristic.
- Secondary frequency control algorithms investigation for the joined RES operation in power limited energy system.
- Frequency control system performance of power limited energy system.
- Creation of the program libraries with functions and block-diagrams for Renewable Power Sources control systems design and investigation in Matlab and Simulink.
- Integration of the designed control systems into a model for joined operation of RES and power limited energy system.
- Design of hierarchical decentralized system for RES modeling and control in power limited energy system.
- Real time implementation of the control algorithms.

In the project tasks control theory methods and principles are used. Taking into consideration the stochastic nature of the power supply source (wind velocity) and the load Stochastic Control Theory methods are applied. Nonlinear and non-stationary control objects properties require the development of control algorithms with nonstationary features (adaptive, multiple model control algorithms, robust control algorithms) and also surge-free control algorithms. Taking into consideration the specific properties of the objects under research will lead to the development of brand new or customizing some of the widely spread control systems design methods. Contemporary technologies in control algorithms implementation lead to the digital control systems theory.

For the examination of the described tasks the toolboxes *System Identification Toolbox, Control System Toolbox, Optimization Toolbox, Robust Control Toolbox, Symbolic Math Toolbox* of the program package MATLAB as well as developed program files compatible with the program environment of MATLAB have been utilized. The simulation of the closed loop nonlinear control system has been accomplished in Simulink. Different specific modules describing the RES components have been developed. The real time control algorithms are implemented in the software environment of *Real Time Workshop* and *WinnCC*.

4. Design of hierarchical decentralized system of RES modeling and control in power limited energy System.

Using the developed models and control methods of RES operating in power limited energy system a hybrid decentralized system is built. It consists of the following components:

- Hydro turbine generator models;
- Wind generator models;

- Equivalent Power System Model;
- Load dynamics model;
- Frequency-Power droop characteristics modeling and implementation in power control mode.

Each power plant (hydro, wind, or turbo power plant) is represented by a model which operates in real time using Matlab/Simulink environment connected with the analog and digital periphery. The plant local control is implemented by industrial controller and SCADA system for processes visualization and data logging.

The model of electric power system is created in Matlab/Simulink environment and operates in real time mode connected with other system components via analog and digital periphery.



Figure 2. Functional scheme of the designed hybrid decentralized system for modeling and control

The supervisory system receives information in real time mode by communication network from all plant components and their control systems. It shows the collected data and calculates the power reference for each power plant in accordance with the principles of primary and secondary control. The functional scheme of the designed hybrid decentralized system for the RES control in power limited energy system is presented in fig. 2. This system offers a convenient tool to carry out investigations of different control algorithms of Renewable Energy Sources power control. It has a decentralized hierarchical structure and connections between its levels and has an effect on Ethernet communication networks. Ethernet or Profibus communication between SCADAs and PLCs is used.

The implementation of the control algorithms is acomplished in two program environment: MATLAB *Real-Time Workshop and* WinCC. In fig. 3 some experiments are shown related to the power control strategy of RES (wind turbine generator) in accordance with the principles of frequency primary control [9].



(c) Frequency power control according to WPS grid code

Figure 3. Frequency control in power limited energy system under load disturbance (load decrease)

5. Conclusion

The main activities of the project are formulated and accomplished in the next groups:

- Development of RES models;
- Building a library with block-diagrams in Simulink for all plant models;
- Building a library with functions in Matlab/Simulink for all designed algorithms;

- Building a library with service functions for computer simulation of the timevariant systems in Matlab and Simulink, communication between models, PC and PLC, man-machine interface of Matlab and WinCC standard.
- Building a communication network of local control systems by PLCs and SCADA system for data visualization and processes recording.
- Experiments conducted considering different control algorithms and scenario.
- Building a library with real time control algorithms.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to acknowledge the Ministry of Education and Science Fund of Bulgaria for the support of the Research Project DDVU 02/80.

REFERENCES

1. Ackerman, T. Et al. *European Balancing Act*, Power & Energy, Vol.5, N6, 2007.

2. DeMeo E. et al., *Wind Plant Integration*, Power & Energy, Vol.3, N6, 2005.

3. Петканчин, Л., Статични характеристики "честота-активна мощност" за първично регулиране на вятърни електроцентрали, сп. "Енергетика, N 3, 2009, стр. 31-35

4. IEEE Working Group (1992) *Hydraulic Turbine and Turbine Control Models for System Dynamic Studies*, *Transactions on Power System*, Vol.7, №1, pp.167-179

5. F.D. Bianchi, H. De Battista, R.J. Mantz. *Wind Turbine Control Systems. Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. Springer, London, 2007.

6. D. Leith, W. Leithead. *Survey of gain-scheduling analysis and design*. International Journal of Control, vol. 73, 2000, pp. 1001-1025

7. W. Leithead, B. Connor. *Control of variable speed wind turbines: design task*. International Journal of Control, vol. 73, 2000, pp. 1189-1212

8. K. Zhou, J. Doyle, K. Glover. *Robust and Optimal Control*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1996.

9. Puleva, T. Ruzhekov, G., Garipov, E. *Modeling and control of power limited energy system*, 7th Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2010), 7-10 November 2010, Agia Napa, Cyprus.

Authors: Teofana Puleva, PhD, Associate Professor, with the Department of Systems and Control Engineering, *email: tpuleva@tu-sofia.bg*; Georgi Rouzhekov, PhD, Associate Professor with the Department of Systems and Control Engineering, *email: rouzhekov@hotmail.com*; Tsonyo Slavov, PhD, Associate Professor with the Department of Systems and Control Engineering, *email: tslavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 08.05.2013

Рецензент доц. д-р А. Ищев



УПРАВЛЕНИЕ НА ПРОЦЕСИТЕ В ТУРБОАГРЕГАТ ЧРЕЗ РЕГУЛАТОР С УСЛОВНА ОБРАТНА ВРЪЗКА

Теофана Пулева, Цоньо Славов

Резюме: В статията се представят изследвания, свързани проектиране на управление на технологичните процеси на парогенератор. Представен е многомерен и нелинеен модел на обекта, представящ най-съществени свойства динамиката на процесите. Целта на управлението е да се стабилизира налягането на прегрятата пара и електрическата мощност в условия на променлив товар и смущения в налягането. Той се основава на регулатор с вътрешен модел, реализиран в пространство на състоянията. Проведени са симулационни експерименти при широк диапазон на промяна на работния режим и в условия на компенсиране на смущения. Получените резултати показват някои качества на представения алгоритъм за управление.

Ключови думи: парогенератор, PI регулатор в пространство на състоянията, регулатор с вътрешен модел

BOILER-TURBINE UNIT PROCESS CONTROL BASED ON INTERNAL MODEL CONTROLLER

Teofana Puleva, Tsonyo Slavov

Abstract: In this paper research works related to the technological processes control design of a boiler-turbine unit are presented. A multivariable nonlinear plant model is considered. It represents the most essential characteristics of the process dynamics. The control system must maintain the throttle pressure despite the load variation, and the turbine power output must be able to track the power reference in presence of variable load conditions. The control algorithm is based on internal model controller implemented by state space model. Simulation experiments are carried out in a wide range of variable operation conditions, as well as in disturbance rejection. The obtained results show some properties of the proposed control system.

Keywords: boiler-turbine unit, state space PI controller, internal model controller

1. Introduction

One of the goals of energy policy of our country is related to the increasing of the share of renewable energy sources (RES) i.e. wind and water power plants, as well as photovoltaic power plants in the total energy production. Nevertheless on account of the stability of power grids and reliable electricity supply, the thermal power plants

(TPP) are the important static components in the electricity production structure. In 2010 the installed power of TPP is about 6320 MW, which is 54.4% of total installed power generation. The recommended scenario requires in the next decade this share to be increased in the range of 6600 MW. One way to achieve more efficient operation of TPP is related to the emission reduction, operational management and optimal control of electricity production. Therefore many publications consider problems related to the technological processes control in boiler-turbine units (mainly pressure and power control) and their participation in the frequency primary and secondary control of the electric power system.

There are many research works in the area of control of boiler-turbine units. A basis for advanced control algorithms implementation to boiler-turbine unit control is the investigation and creation of more precise dynamics models. Such models based on the physical laws are presented in [1, 2]. They are validated by experimental data during normal plant operation and comprise physical modeling, system identification and efforts directed to the model simplification. Different control techniques e.g. robust control [3] and predictive control [4] have been explored. These methods are very effective and they show a good system performance, but they are rarely applied in the practice. The main reason is that the advanced control algorithms are not easy to implement and to maintain. In [5] a gain scheduling approach is considered. This method is very effective but requires information about the operating points. Another approach to avoid the model nonlinearity is to use multi-model control [6].

In this paper an internal model control is designed based on state space PI controller. The controller structure is very easy to implement and simulation results show that the method is very effective. The system performance is investigated in a wide range of operating points.

2. Nonlinear model of coal-fired boiler-turbine unit

A steam turbine converts stored energy of high pressure and high temperature steam into rotating energy which is converted into electrical energy by the generator. The heat source for the boiler supplying the steam may be furnace fired by fossil fuel (coal, oil, or gas). In [7, 8] a simple nonlinear model of small and medium size boilers is considered. The model includes the following system components:

• Mill dynamics:

$$T_f \frac{dD_Q}{dt} = -D_Q + B \tag{1}$$

• Boiler energy balance:

$$C_B \frac{dP_D}{dt} = -k_3 P_T \mu + k_1 D_Q \tag{2}$$

• Turbine energy balance:

$$T_t \frac{dN}{dt} = -N + k_3 P_T \mu \tag{3}$$

• *Pressure droop* between drum and throttle pressure:

$$P_T = P_D - k_2 (k_1 D_O)^{1.5}.$$
 (4)

The variables and parameters describing the boiler-turbine dynamics are given in Table 1.

Table 1	Nomenc	lature
---------	--------	--------

Parameters	Description
В	Boiler firing rate [t/h]
μ	Throttle valve position [%]
N	Turbine power output [MW]
P_T	Throttle pressure [MPa]
P_D	Drum pressure [MPa]
D_Q	Heat flux from furnace [%]
C_B	Boiler storage constant
k_1	Constant related to boiler firing rate and turbine power output
k_2	Super heater friction drop coefficient
<i>k</i> ₃	Constant related to throttle valve position and turbine power output
T_t	Turbine time constant [s]
T_{f}	Mill time constant [s]

The model has two inputs: Boiler firing rate (*input* 1 - *B*) and Throttle valve position (*input* 2 - μ), and two outputs: Throttle pressure (*output* 1 - P_T) and Turbine power output (*output* 2 - *N*). The block diagram of the turbo generator model is presented in Fig.1. It may be noticed the boiler-turbine model is a highly nonlinear and strongly coupled system. This simple nonlinear model for small and medium size boilers represents the essential nonlinearities in the system.



Figure 1. Block diagram of the boiler-turbine nonlinear model

The following model parameter values are considered: $k_1 = 6.313$, $k_2 = 1.38.10^{-4}$, $k_3 = 0.233$, $T_t = 16 s$, $T_f = 145 s$, $C_B = 2100 s$ [7]. In [7] different operating points are investigated. They are shown in Table 2.

Operating	Inputs		Outputs	
point	B[t/h]	μ[%]	P_T [MPa]	N [MW]
1	52.27	66.58	17.76	329.98
2	46.96	75.37	16.85	296.46
3	40.26	70.66	15.41	254.16
4	34.00	66.58	13.81	214.64
5	28.40	56.29	13.65	179.29

 Table 2 Operating points

For example in the operating point 1 - B = 52.27 t / h and $\mu = 66.58 \%$, the steady state values of the power output, throttle pressure and drum pressure are N = 329.98 MW, $P_t = 17.76 MPa$. $P_{D_0} = 18.59 MPa$. These values are calculated from the steady-state form of equations (1) - (4).

The system model in state-variable form is

$$\dot{x}_{1} = -\frac{1}{T_{f}} x_{1} + \frac{1}{T_{f}} u_{1}$$
(5)

$$\dot{x}_{2} = \frac{1}{C_{B}} \left[k_{1}x_{1} - k_{3}u_{2}x_{2} + k_{2}k_{3}u_{2}(k_{1}x_{1})^{1.5} \right]$$
(6)

$$\dot{x}_{3} = \frac{1}{T_{t}} \left[k_{3} u_{2} x_{2} - k_{2} k_{3} u_{2} (k_{1} x_{1})^{1.5} - x_{3} \right]$$
(7)

$$y_1 = x_2 - k_2 (k_1 x_1)^{1.5},$$
 (8)

$$y_2 = x_3, \tag{9}$$

where

$$x_1 = D_Q, \ x_2 = P_D, \ x_3 = N, \ y = P_T.$$

The equilibrium point values of x_0 may be obtained from the steady-state form of Eq. (5)-(7):

$$x_{10} = u_{10} \tag{10}$$

$$x_{20} = \frac{1}{k_3 u_{20}} \left[k_1 x_{10} + k_2 k_3 u_{20} (k_1 x_{10})^{1.5} \right]$$
(11)

$$x_{30} = k_3 u_{20} x_{20} - k_2 k_3 u_{20} (k_1 x_{10})^{1.5}$$
(12)

After calculation the Jacobian matrices of the nonlinear system description Eq. (5)-(9) the following matrices of the state-space form are obtained: $\begin{bmatrix} a & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & 0 \end{bmatrix}$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \\ 0 & b_{32} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} c_{11} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$
(13)

where

$$a_{11} = a_{33} = -\frac{1}{T_f}, \quad a_{21} = (k_1 + 1.5k_1^{1.5}k_2k_3u_{20}x_{10}^{0.5}) / C_B, \qquad a_{22} = -k_3u_{20} / C_B,$$
$$a_{31} = -1.5k_1^{1.5}k_2k_3u_{20}x_{10}^{0.5} / T_t, \qquad a_{32} = k_3u_{20} / T_t,$$

$$b_{11} = \frac{1}{T_f}, \qquad b_{22} = \left(-k_3 x_{20} + k_1^{1.5} k_2 k_3 x_{10}^{1.5}\right) / C_B, \ b_{32} = \left(k_3 x_{20} - k_1^{1.5} k_2 k_3 x_{10}^{1.5}\right) / T_t,$$
$$c_{11} = -1.5 k_1^{1.5} k_2 x_{10}^{0.5}.$$

This linear model approximates the nonlinear plant dynamics in a small-signal deviation about the equilibrium point. In Fig.2 a comparison between linear and nonlinear plant model is represented.



Figure 2. Comparison between responses of the nonlinear and linear model obtained for operational point 1

It can be noticed the linearized model represents by sufficient accuracy the nonlinear plant dynamics. In Fig.3 some simulation results are shown representing the situation when the inputs correspond to the operational point 2 and the linearized model is obtained for the operational point 1. There is a significant error between the responses of nonlinear and linearized model obtained for another operational condition.



Figure 3. Comparison between responses of the nonlinear and linear model obtained for operational point 1 in conditions of operating point 2

3. State space controller design

The control system for a boiler-turbine unit needs to meet the following requirements: the turbine power output must be able to track the active power reference and the throttle pressure must be maintained despite of the load variations [9, 10]. Therefore a state space PI controller is designed. It is based on the augmented state space description:

$$\begin{aligned} \dot{\overline{x}}(t) &= \overline{A}\overline{x}(t) + \overline{B}u(t) + \overline{\Gamma}r, \\ y(t) &= \overline{C}\overline{x}(t), \end{aligned} \tag{14}$$

where

$$\overline{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \qquad \overline{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \qquad \overline{\Gamma} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \qquad \overline{C} = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}, \qquad (15)$$

$$(15)$$

and $\overline{x}(t) = \begin{bmatrix} x^T(t) & x_i(t) \end{bmatrix}^T$

The conventional control algorithm is modified by introducing an internal model control loop. The block diagram of the control system is shown in Fig. 4. It comprises a state space PI controller and additional feedback proportional to the difference between nonlinear and linear plant model response obtained for a certain operational point. Thus the control signal can be expressed as:

$$u(t) = u_c(t) + \tilde{u}(t) = -\overline{K} \,\overline{x} + \tilde{u}(t), \qquad (16)$$

where

 $\overline{K} = \begin{bmatrix} K_c & -K_i \end{bmatrix},$

 K_i is the integral term gain and K_c is the proportional gain. The controller parameter \overline{K} is determined by LQR design techniques. The control signal consists of two components: $u_c(t)$ is a control signal from state feedback, and \tilde{u} is an additional signal which serves to the control system sensitivity decrease with respect to the plant parameter inaccuracies.



Figure 4. Control system block diagram

In many cases it is more effective to transform the error in the plant behavior by additional element. Its transfer function may be designed in accordance with the relationship [11]

$$\frac{1}{1+W^*(j\omega)W_c(j\omega)} << 1,$$
(17)

where $W^*(j\omega)$ is the frequency response of the nominal plant model i.e. the linearized model at a given operational point. In this case the control system performance will be less sensitive to variations in the plant gain. We choose W_c as a gain due to the fact that we suppose frequency independent plant uncertainty.

4. Simulation results

The proposed control system is investigated in a case of wide range of variable power reference and in presence of stochastic load variations. The linearized plant model is obtained at operational point 1. It corresponds to the values of input and output variables as follows B = 52.27 t / h and $\mu = 66.58 \%$, and the values of the power output and the throttle pressure are N = 329.98 MW, $P_t = 17.76 MPa$. On the base of linearized model a state space description is obtained. A LQR controller augmented with extra integral state is designed based on the description (14)-(15). The matrixes Q and R have the following values:

$$Q(1,1) = 600, Q(2,2) = 2000, Q(3,3) = 100, Q(4,4) = 10, Q(5,5) = 0.1$$

 $R(1,1) = 1.10^5, R(2,2) = 1.10^5.$

The obtained integral term gain and the proportional term gain are





Figure 5. Simulation results at operational point 1 (outputs and control) for variable $W_c = 0; [4 \quad 0.2]; [8 \quad 0.2]$



Figure 6. Simulation results by transition between operational points 1 and 5 (outputs and control) for variable $W_c = 0; [4 \quad 0.2]; [8 \quad 0.2]$

In Fig.5 simulation results for outputs (throttle pressure and turbine power) and control signals (boiler firing rate and throttle valve position) using different value of $W_c = 0$; [4 0.2]; [8 0.2] are shown. It can be seen in the case of absence of additional feedback the overshoot increases. This effect is more essential at initial speeding up the turbine. In Fig.6 simulation results by transition between operational points 1 and 5 are given. It can be noticed the throttle pressure is maintained about the reference without overshoot.



Figure 7. Simulation results in presence of power disturbance for $W_c = 0$; [4 0.2]

In Fig.7 simulation results in presence of stochastic load variation at t=5000 s with mean value 50 MW, and variance 50 are shown. It can be seen the throttle pressure tracks the reference, and the inputs increase in order to compensate the additional load. The mean square error increases significantly - J = 0.0516 (with additional feedback) and J = 0.0915 (without additional feedback).

In order to investigate the designed closed-loop system sensitivity with respect to different operational points, simulation experiments are carried out (see Fig.8). In each of them the plant model corresponds to one from a set of presented in Tabl.2 operational points.



Figure 8. Simulation results for different operational points

As can be seen the control system step response is low sensitive with respect to the operational regimes and the system performance is very good. The control signals have sufficient performance.

Future experiments will be focused on design of more effective procedures in disturbance rejection that can guarantee good system performance in the both regimes: turbine initial speeding up and load disturbance rejection.

6. Conclusion

In this paper a multivariable nonlinear model of a boiler-turbine unit is considered. It represents the most essential characteristics of the process dynamics. On a base of linearized plant model a LQR controller augmented with extra integral state is designed. The control algorithm is based on internal model controller implemented by state space model. Simulation experiments are carried out in a wide range of variable oper-

ation condition, as well as in stochastic load variation. The obtained results show a good system performance in different operational regimes.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to acknowledge the Ministry of Education and Science Fund of Bulgaria, Research Project No: DDVU 02/80.

REFERENCES

[1] Astrom, K., R. Bell. *Drum-boiler dynamics*, Automatica, Vol. 36, 2000, pp.363-378

[2] Astrom, K., K. Eklund. *A simplified nonlinear model of a drum boiler-turbine unit*, Int. Journal of Control, 1972, Vol.16, № 1, pp.145-169

[3] Tan W., Niu YG, Liu JZ. H_{∞} -control for a boiler-turbine unit, Proc. of IEEE Conf. on Control System Applications, 1999, pp.807-810

[4] Rossiter J., B. Kouvaritakis, R. Dunnett, *Application of generalized predictive control to a boiler-turbine unit for electricity generation*, IEE Proc. Control Theory and Applications, 1991, 138(1), pp.59-67

[5] Chen P., J. Shamma, *Gain-scheduled l*₁*-optimal control for boiler-turbine dynamics with actuator saturation*, Journal of Process Control, 2004, Vol.14, pp. 263-277

[6] Tan, W., H. Marquez, T. Chen, *Multi model analysis and controller design for nonlinear processes*, Comp. and Chemical Eng., 2004, Vol. 28, pp.2667-2675.

[7] Wen Tan, Fang Fang, et al. *Linear control of a boiler-turbine unit: Analysis and design*, ISA Transactions, Vol. 47, 2008, pp.189-197

[8] Fang Fang, Le Wei. *Backstepping-based nonlinear adaptive control for coalfired utility boiler-turbine units*, Applied Energy, Vol. 88, 2011, pp.814-824

[9] Kundur, P., *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, Inc., 1994, ISBN 0-07-035958-X.

[10] Станчев, В., А. Григоров. *Управление на процесите в ТЕЦ и ЯЕЦ*, ИТУС, София, 2012.

[11] Перев, К., "*Проектиране и реализация на системи за управление*". Ръководство за лабораторни упражнения", Изд. ТУ - София, 2005.

Authors: Teofana Puleva, PhD, Assoc. Professor at the Department of Systems and Control Engineering, Faculty of Automatics, Technical University of Sofia, *email: tpuleva@tu-sofia.bg*, Tsonyo Slavov, PhD, Associate Professor with the Department of Systems and Control Engineering, *email: tslavov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 10.05.2013

Рецензент: доц. д-р К. Перев


НЕЛИНЕЙНИ КОЛЕБАНИЯ В КОНСЕРВАТИВЕН ОСЦИЛАТОР С КВАДРАТИЧНА НЕЛИНЕЙНОСТ

Живко Георгиев

Резюме: В статията са анализирани колебанията, които възникват в консервативен осцилатор с квадратична нелинейност. Анализът е направен като са използвани качествени методи от теорията на нелинейните динамични системи и теорията на елиптичните функции на Якоби. Показано е, че в такива осцилатори могат да съществуват периодични колебания наречени кноидални колебания и уединени непериодични импулси.

Ключови думи: осцилатори, нелинейни колебания, елиптични функции.

NONLINEAR OSCILLATIONS IN CONSERVATIVE OSCILLATOR WITH QUADRATIC NONLINEARITY

Zhivko Georgiev

Abstract: The oscillations that occur in a conservative oscillator with quadratic nonlinearity are analyzed in this paper. The analysis is made by using qualitative methods of the theory of nonlinear dynamical systems and the theory of elliptic function of Jacobi. It is shown that in these oscillators periodic oscillations called cnoidal oscillations and nonperiodic solitary impulses may exist.

Keywords: oscillators, nonlinear oscillations, elliptic functions.

1. Въведение

Консервативните осцилатори с квадратична нелинейност имат разнообразни приложения не само в теоретичната електротехника, но и в много други области. Тяхното изучаване е основа за изучаването на различни автоколебателни системи, дисипативни осцилатори, осцилатори с външни въздействия, свързани осцилатори, а също и различни вълнови процеси.

Най-общо процесите в консервативните осцилатори с квадратична нелинейност се описват с едно от следните уравнения

$$\ddot{x}_1 + ax_1 + bx_1^2 = 0, (1a)$$

$$\ddot{x}_2 + ax_2 - bx_2^2 = 0, (16)$$

$$\ddot{x}_3 - ax_3 + bx_3^2 = 0, (1B)$$

$$\ddot{x}_4 - ax_4 - bx_4^2 = 0, (1r)$$

където a > 0 и b > 0 са константи, x_i , i = 1, 2, 3, 4, са конкретни физични величини, а производните са по времето t.

Ако се изследват подробно тези уравнения, се вижда, че те имат топологично еквивалентни фазови портрети. От друга страна, ако в уравненията (1б), (1в) и (1г) се направи смяна на променливите x_2 , x_3 и x_4 по формулите

$$x_2 = -x_1, \qquad x_3 = x_1 + a/b, \qquad x_4 = -x_1 - a/b,$$
 (2)

лесно се установява, че уравнения (1б), (1в) и (1г) приемат вида на уравнение (1а). Най-общо казано, произволно уравнение от (1) се привежда чрез подходяща линейна смяна на променливата към което и да е от останалите уравнения. Поради това е достатъчно да се изследва по-подробно само едно от уравненията в (1). Ще отбележим още, че ако в (1а) направим смяна на променливата x_1 с нова променлива y_1 и смяна на времето *t* с ново време τ по формулите

$$x_1 = (a/b)y_1, \quad t = (1/\sqrt{a})\tau,$$
 (3)

то уравнение (1а) се преобразува в уравнение от същия тип, но с константи a = 1и b = 1. По аналогичен начин и останалите уравнения могат да се преобразуват в уравнения, в които константите са равни на 1. Ние обаче няма да използваме тези преобразувания, тъй-като в много случаи е за предпочитане да се работи с непреобразуваните уравнения.

2. Основно уравнение и хамилтонова функция

Уравнението, което ще разглеждаме в настоящата работа и началните условия за него са следните

$$\frac{d^2x}{dt^2} + ax + bx^2 = 0, \qquad a > 0, \qquad b > 0, \tag{4}$$

$$x(0) = x_0 > 0, \qquad (dx/dt)_{t=0} = 0.$$
 (5)

Нататък ще бъдат наложени известни ограничения на x_0 с оглед търсените решения да бъдат ограничени и физически реализуеми.

Умножаваме уравнение (4) по dx/dt,

$$\frac{d^2x}{dt^2}\frac{dx}{dt} + ax\frac{dx}{dt} + bx^2\frac{dx}{dt} = 0,$$

след което записваме последното уравнение по следния начин:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + \frac{a}{2} x^2 + \frac{b}{3} x^3 \right] = 0.$$
 (6)

Оттук следва, че величината в средните скоби е равна на константа. Тази величина се нарича **хамилтонова функция (хамилтониан)** за уравнението (4) и се означава с H(x, dx/dt). Хамилтоновата функция представлява пръв интеграл за уравнението (4). Това означава, че решенията на уравнение (4) се дават чрез константните стойности на хамилтоновата функция, т.е. решенията на (4) удовлетворяват зависимостта

$$H\left(x,\frac{dx}{dt}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{dx}{dt}\right)^{2} + \frac{a}{2}x^{2} + \frac{b}{3}x^{3} = h, \qquad h = const.$$
(7)

3. Хамилтонова система и фазов портрет

Уравнение (4) може да се запише като система по следния начин

$$\dot{x} = y$$

$$\dot{y} = -ax - bx^{2},$$
(8)

а началните условия (5) стават

$$x(0) = x_0 > 0$$
, $y(0) = y_0 = 0$. (9)

Умножаваме първото уравнение на (8) по $(ax + bx^2)$, второто по *у* и събираме получените равенства:

$$(ax + bx^{2})\dot{x} + y\dot{y} = (ax + bx^{2})y + y(-ax - bx^{2}) = 0.$$

Последното равенство може да се запише във вида:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} y^2 + \frac{a}{2} x^2 + \frac{b}{3} x^3 \right] = 0.$$
 (10)

Величината в средните скоби на (10) се означава с H(x, y). Тя представлява **хамилтоновата функция (хамилтониана)** за системата (8). И тук решението на системата (8) се дава чрез константните стойности на хамилтоновата функция, т.е.

$$H(x, y) = \frac{1}{2}y^{2} + \frac{a}{2}x^{2} + \frac{b}{3}x^{3} = h , \quad h = const.$$
 (11)

Хамилтоновата функция H(x, y) и рав. (11) могат да се получат от H(x, dx/dt) и рав. (7) като се вземе предвид рав. (8).

Особените точки за системата (8) се получават след приравняване на нула на десните страни на (8). Лесно се установява, че точките (0,0) и (-a/b,0) са особени точки за нелинейната система (8). За да установим типа на тези особени точки линеаризираме около тях системата (8) и намираме матрицата от коефициентите пред неизвестните в линеаризираната система. Намираме собствените числа (собствените стойности) на тази матрица пресметнати за особените точки (това са особени точки и за линеаризираната система). Така получаваме, че точката (0,0) е "център", а точката (-a/b,0) е "седло" за линеаризираната система. Като вземем предвид, че системата (8) е хамилтонова [4], [5], стигаме до извода, че точката (-a/b,0) е "седло", а точката (0,0) е "център" и за нелинейната система (8). Фазовият портрет на системата (8) е показан на фиг.1.

В даден фиксиран момент на времето решението на системата (8) представлява една точка във фазовата равнина – точката (x(t), y(t)). При нарастване на времето тази точка условно казано "се движи" по определена фазово траектория по посоката указана върху траекторията.



Фиг.1. Фазов портрет на системата (8)

Стойността на хамилтоновата функция в "центъра" е H(0,0) = h = 0. Фазовата крива започваща от "седлото" и завършваща в "седлото" се нарича сепаратрисна крива, или хомоклинична траектория. Стойността на хамилтоновата функция върху хомоклиничната траектория се дава с равенството

$$H(-a/b,0) = h_{\rm hom} = \frac{1}{6} \frac{a^3}{b^2}.$$
 (12)

Ще получим пресечната точка на хомоклиничната траектория с оста *x*. За тази цел е необходимо да се реши уравнението

$$H(x,0) = \frac{a}{2}x^{2} + \frac{b}{3}x^{3} = \frac{1}{6}\frac{a^{3}}{b^{2}}.$$

Последното уравнение се преобразува по следния начин:

$$\frac{a}{2}x^{2} + \frac{b}{3}x^{3} - \frac{1}{6}\frac{a^{3}}{b^{2}} = \frac{b}{3}\left(x + \frac{a}{b}\right)^{2}\left(x - \frac{a}{2b}\right) = 0.$$

Оттук следва, че хомокилничната траектория пресича оста x в точката x = a/(2b). Ще отбележим, че отрицателният корен x = -a/b, който е двукратен, съответства на "седлото".

4. Получаване на периодичните решения

Както се вижда от фазовия портрет показан на фиг.1, за началните условия на периодичните траектории и за стойностите на хамилтоновата функция върху периодичните траектории са в сила неравенствата

$$0 < x_0 < a/(2b)$$
 и $0 < h < h_{\text{hom}} = a^3/(6b^2)$. (13)

Интегрираме рав. (6):

$$\int_{0}^{t} \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{dx}{dt} \right)^{2} + \frac{a}{2} x^{2} + \frac{b}{3} x^{3} \right] dt = 0.$$
 (14)

Оттук, след отчитане на началните условия, се получава

$$H(x,y) = \frac{1}{2} \left(\frac{dx}{dt}\right)^2 + \frac{a}{2}x^2 + \frac{b}{3}x^3 = h, \qquad h = \frac{a}{2}x_0^2 + \frac{b}{3}x_0^3.$$
(15)

От (15) следва

$$\frac{dx}{dt} = \pm \sqrt{2\left(h - \frac{a}{2}x^2 - \frac{b}{3}x^3\right)} = \pm \sqrt{2P(x,h)}, \qquad P(x,h) = h - \frac{a}{2}x^2 - \frac{b}{3}x^3.$$
(16)

Ще намерим корените на кубичния полином P(x,h). След заместване на h от (15) в (16) стигаме до зависимостите

$$P(x,h) = \frac{1}{6}(x_0 - x)Q(x), \qquad (17)$$

$$Q(x) = 2bx^{2} + (3a + 2bx_{0})x + (3a + 2bx_{0})x_{0} = 2b(x - x_{1})(x - x_{2}),$$
(18)

$$P(x,h) = \frac{b}{3}(x_0 - x)(x - x_1)(x - x_2).$$
⁽¹⁹⁾

Виждаме, че началното условие x_0 е един от корените на P(x,h). Корените x_1 и x_2 на квадратния тричлен Q(x) се дават с формулата

$$x_{1,2} = \frac{-(3a+2bx_0) \pm \sqrt{(3a+2bx_0)^2 - 8bx_0(3a+2bx_0)}}{4b}.$$
 (20)

Представянето (19) следва и от (16). От (18) съгласно формулите на Виет следва $x_1 + x_2 < 0$ и $x_1x_2 > 0$, т.е. двата корена x_1 и x_2 са отрицателни. По-подробното изследване на корените чрез равенства (20) показва, че те удовлетворяват неравенствата (фиг.1)

$$-(3a)/(2b) < x_2 < -(a/b) < x_1 < 0.$$
(21)

Заместваме рав. (19) в (16) и получаваме

$$dt = \frac{dx}{\pm \sqrt{2P(x,h)}} = \pm \sqrt{\frac{3}{2b}} \frac{dx}{\sqrt{(x_0 - x)(x - x_1)(x - x_2)}}.$$
 (22)

Ще припомним, че x_0 , x_1 и x_2 са корени на кубичното уравнение P(x,h) = 0, а x_0 е и начално условие за търсеното решение x(t). Интересен факт е, че във формула (20) двата корена x_1 и x_2 са изразени чрез третия корен x_0 , който като начално условие е винаги зададен.

Ще интегрираме последното равенство по дадена затворена фазова траектория Γ (фиг.2). На t = 0 отговаря началната стойност x_0 . На произволно t съответства x(t), като интегрирането става по посока на нарастващите стойности на t и $x_1 < x(t) < x_0$, т.е. x(t) се изменя по траекторията Γ^- . За точките от траекторията Γ^- е в сила неравенството y = dx/dt < 0, поради което в равенства (16) и (22) трябва да вземем знак "–". Имайки предвид казаното, от (22) след интегриране получаваме

$$\int_{0}^{t} dt = -\sqrt{\frac{3}{2b}} \int_{x_0}^{x} \frac{du}{\sqrt{(x_0 - u)(u - x_1)(u - x_2)}}.$$
(23)



Фиг.2. Затворена фазова траектория, по която се интегрира

В (23) сменяме интеграционната променлива и с р чрез формулите

$$x_0 - u = p^2$$
, $u = x_0 - p^2$, $p = \sqrt{x_0 - u}$, $du = -2pdp$. (24)

Когато *и* се изменя от x_0 до *x*, *p* се изменя от 0 до $\sqrt{x_0 - x}$ и от (23) следва

$$\sqrt{\frac{b}{6}}t = \int_{0}^{\sqrt{x_0 - x_1}} \frac{dp}{\sqrt{(x_0 - x_1 - p^2)(x_0 - x_2 - p^2)}}.$$
(25)

В последното равенство сменяме променливата р с q чрез формулите

$$p = q\sqrt{x_0 - x_1}, \quad dp = \sqrt{x_0 - x_1} dq, \quad q = p/\sqrt{x_0 - x_1}, \quad (26)$$

при което от (25) получаваме

$$\sqrt{\frac{b(x_0 - x_2)}{6}} t = \int_{0}^{\sqrt{\frac{x_0 - x_1}{x_0 - x_1}}} \frac{1}{\sqrt{(1 - q^2)(1 - k^2 q^2)}} dq,$$
(27)

$$k^{2} = \frac{x_{0} - x_{1}}{x_{0} - x_{2}}, \qquad 0 < k^{2} < 1.$$
(28)

Съгласно дефиницията на елиптичната функция на Якоби sn [7], от (27) следва

$$\sqrt{\frac{x_0 - x}{x_0 - x_1}} = \operatorname{sn}\left(\sqrt{\frac{b(x_0 - x_2)}{6}}t, k\right).$$
(29)

Величината k се нарича елиптичен модул. Повдигаме на квадрат двете страни на (29), след което получаваме $(x_0 - x) = (x_0 - x_1) \operatorname{sn}^2$, или

$$x(t) = x_0 - (x_0 - x_1) \operatorname{sn}^2 \left(\sqrt{\frac{b(x_0 - x_2)}{6}} t, k \right).$$
(30)

Ако използваме равенството $sn^2 = 1 - cn^2$, където сп е също елиптична функция на Якоби, рав. (30) приема вида

$$x(t) = x_1 + (x_0 - x_1) \operatorname{cn}^2 \left(\sqrt{\frac{b(x_0 - x_2)}{6}} t, k \right).$$
(31)

Равенства (30) и (31) изразяват периодичните решения на нелинейния осцилатор описван с уравнението (4). Втората формула е по-разпространена, а решенията

дадени с (31) се наричат кноидални колебания (наименованието произтича от функцията cn).

Ще намерим периода по времето T на периодичните колебания дадени с формули (30) и (31). Поради симетрията на фазовия портрет траекторията Γ^- се описва от решението x(t) за време равно на половината от периода T/2. С други думи, ако t се изменя от 0 до T/2, то x(t) се изменя от x_0 до x_1 (фиг.2). При това положение рав. (23) се записва по следния начин:

$$\int_{0}^{T/2} dt = -\sqrt{\frac{3}{2b}} \int_{x_0}^{x_1} \frac{du}{\sqrt{(x_0 - u)(u - x_1)(u - x_2)}} \,.$$
(32)

Разсъждавайки по същия начин както по-горе получаваме

$$T = 2\sqrt{\frac{6}{b(x_0 - x_2)}} \int_0^1 \frac{1}{\sqrt{(1 - q^2)(1 - k^2 q^2)}} dq.$$
 (33)

Интегралът в последното равенство се нарича пълен елиптичен интеграл от 1 род и се означава с $\mathbf{K}(k)$, т.е.

$$\mathbf{K}(k) = \int_{0}^{1} \frac{1}{\sqrt{(1-q^2)(1-k^2q^2)}} dq.$$
(34)

Тогава за периода на кноидалните колебания получаваме

$$T = 2\mathbf{K}(k) \sqrt{\frac{6}{b(x_0 - x_2)}}.$$
(35)

Формулата за периода дадена в (35) може да се получи и като се използва факта, че функцията сп(*z*,*k*) е периодична с период 4**K**(*k*), а функцията сп²(*z*,*k*) е периодична с период 2**K**(*k*), т.е. сп²(*z* + 2**K**,*k*) = сп²(*z*,*k*). При това положение формула (35) следва от равенството

$$\sqrt{b(x_0 - x_2)/6}(t + T) - \sqrt{b(x_0 - x_2)/6}t = 2\mathbf{K}(k).$$

Ще направим някои коментари относно функцията P(x,h). При хамилтоновите системи на всяка фазова траектория съответства константна стойност h на хамилтоновата функция, т.е. H(x, y) = h. Уравнението P(x,h) = 0 е еквивалентно на уравнението H(x,0) = h. Това означава, че корените x_0 (началното условие), x_1 и x_2 на кубичния полином P(x,h) са пресечните точки с оста x на фазови траектории, които съответстват на една и съща стойност на h. Точките x_0 и x_1 , за които са изпълнени неравенствата $0 < x_0 < a/(2b)$ и $-a/b < x_1 < 0$, принадлежат на затворена фазова траектория на която съответства стойност h, като $0 < h < h_{\text{hom}} = a^3/(6b^2)$. Точката x_2 , за която е изпълнено неравенството $-(3a)/(2b) < x_2 < -a/b$ принадлежи на незатворена фазова траектория, на която съответства стойност на h.

При $x_0 = 0$ имаме h = 0. За корените на P(x,0) получаваме уравнението

$$P(x,0) = -\frac{a}{2}x^2 - \frac{b}{3}x^3 = -x^2\left(\frac{a}{2} + \frac{b}{3}x\right) = 0.$$

откъдето следва, че корените са $x_0 = x_1 = 0$ и $x_2 = -(3a)/(2b)$. Точката $x_2 = -(3a)/(2b)$ принадлежи на незатворена фазова траектория, на която съответства стойност h = 0. Корените $x_1 = 0$ и $x_2 = -(3a)/(2b)$ се получават и от рав. (20) след заместване на $x_0 = 0$ в него. Този случай не представлява интерес, тъй-като x(t) = 0.

Случаят, когато $x_0 = a/(2b)$ води до получаване на непериодично решение и ще бъде разгледан подробно в следващия раздел.

Накрая на този раздел ще изразим корените x_0 , x_1 и x_2 на кубичното уравнение P(x,h) = 0 чрез елиптичния модул k. От (16) и формулите на Виет следват равенствата

$$x_0 + x_1 + x_2 = -(3a)/(2b), \quad x_0x_1 + x_1x_2 + x_2x_0 = 0, \quad x_0x_1x_2 = (3h)/(2b).$$
 (36)

Първите две зависимости в (36) и равенството в (28) образуват система от три уравнения с три неизвестни – x_0 , x_1 и x_2 . След решаване по подходящ начин на тази система и след известни преобразования получаваме

$$x_0 = \frac{a}{2b} \left[\frac{1+k^2}{\sqrt{1-k^2+k^4}} - 1 \right],$$
(37a)

$$x_1 = -\frac{a}{2b} \left[1 - \frac{1 - 2k^2}{\sqrt{1 - k^2 + k^4}} \right],$$
(376)

$$x_2 = -\frac{a}{2b} \left[1 + \frac{2 - k^2}{\sqrt{1 - k^2 + k^4}} \right].$$
 (37b)

Заместването на изразите (37) в третото уравнение на (36) и в (30) (или (31)), дава зависимостите между стойността на хамилтоновата функция h и елиптичния модул k и изразява решението на разглежданото осцилаторно уравнение чрез елиптичния модул k. Ще отбележим, че тези зависимости са необходим елемент при анализа на по-сложни осцилаторни системи построени на базата на консервативен осцилатор с квадратична нелинейност.

5. Получаване на непериодичното решение

За получаване на непериодичното решение началното условие се избира да лежи върху хомоклиничната траектория. При това положение имаме

$$x_0 = a/(2b)$$
 и $h = h_{\text{hom}} = a^3/(6b^2)$. (38)

След заместване на (38) в (20) получаваме

$$x_1 = x_2 = -a/b \,. \tag{39}$$

В този случай равенства (19) и (22) приемат вида

$$P(x,h) = P(x,h_{\rm hom}) = \frac{b}{3} \left(\frac{a}{2b} - x\right) \left(x + \frac{a}{b}\right)^2.$$
 (40)

$$dt = \frac{dx}{\pm \sqrt{2P(x, h_{\text{hom}})}} = \pm \sqrt{\frac{3}{2b}} \frac{dx}{\sqrt{\left(\frac{a}{2b} - x\right)\left(x + \frac{a}{b}\right)^2}}.$$
(41)

Интегрираме последното равенство по хомоклиничната траектория лежаща в полуравнината *у* ≤ 0, т.е. в равенство (41) взимаме знак "–" и получаваме

$$\int_{0}^{t} dt = -\sqrt{\frac{3}{2b}} \int_{a/(2b)}^{x} \frac{du}{\sqrt{\left(\frac{a}{2b} - u\right)\left(u + \frac{a}{b}\right)^{2}}}.$$
(42)

В (42) сменяме интеграционната променлива и с р чрез формулите

$$a/(2b) - u = p^2$$
, $u = a/(2b) - p^2$, $p = \sqrt{a/(2b) - u}$, $du = -2pdp$. (43)

Тогава от (42) следва

$$t = \sqrt{\frac{6}{b}} \int_{0}^{\sqrt{\frac{a}{2b} - x}} \frac{dp}{\left(\frac{3a}{2b} - p^2\right)} = \sqrt{\frac{6}{b}} \frac{2b}{3a} \int_{0}^{\sqrt{\frac{a}{2b} - x}} \frac{dp}{\left[1 - \left(\sqrt{\frac{2b}{3a}} p\right)^2\right]}.$$
 (44)

Сменяме променливата р с q по формулите

$$q = \sqrt{(2b)/(3a)} p, \qquad p = \sqrt{(3a)/(2b)} q, \qquad dp = \sqrt{(3a)/(2b)} dq, \qquad (45)$$

при което от (44) получаваме

$$\frac{\sqrt{a}}{2}t = \int_{0}^{\sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2b}{3a}x}} \frac{dq}{1 - q^2} = (\operatorname{Arcth} q) \begin{vmatrix} q = \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2b}{3a}x} \\ q = 0 \end{vmatrix} = \operatorname{Arcth}\left(\sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2b}{3a}x}\right).$$
(46)

Оттук следват равенствата

$$\sqrt{\frac{1}{3} - \frac{2b}{3a}x} = \operatorname{th}\left(\frac{\sqrt{a}}{2}t\right), \quad \frac{1}{3} - \frac{2b}{3a}x = \operatorname{th}^2\left(\frac{\sqrt{a}}{2}t\right) = 1 - \operatorname{sech}^2\left(\frac{\sqrt{a}}{2}t\right).$$

От последната зависимост получаваме окончателното решение

$$x(t) = -\frac{a}{b} + \frac{3a}{2b}\operatorname{sech}^{2}\left(\frac{\sqrt{a}}{2}t\right).$$
(47)

Последната формула може да се получи и от рав. (31). Като се вземат предвид равенства (38) и (39) се получава $(x_0 - x_1) = (x_0 - x_2) = (3a)/(2b)$ и $k^2 = 1$. Тогава като се отчете равенството сп $(z,1) = \operatorname{sech} z$, се установява, че формула (31) се преобразува във формула (47).

Да видим какво става с периода *T* на кноидалната функция даден в (35). Когато $k^2 = 1$ за пълния елиптичен интеграл от $1^{-ви}$ род имаме $\mathbf{K}(1) \to \infty$, а оттук и $T \to \infty$. Това означава, че точката на решението описва хомоклиничната траектория за безкрайно дълго време. Или, ако началното условие е $(x_0, y_0) = (a/(2b), 0)$, то

решението "отива" в "седлото" при $t \to \infty$ и при $t \to -\infty$. Тъй-като решението дадено с формула (47) е непериодично, то се нарича понякога уединен импулс.

6. Заключение

Направен е подробен анализ на консервативен осцилатор с квадратична нелинейност. Такива осцилатори съдържат нелинеен консервативен елемент – нелинейна бобина, или нелинеен кондензатор. Получени са аналитични формули изразяващи ограничените (физически реализуеми) колебания, които могат да възникнат в такива осцилатори. В тези формули участват елиптични и хиперболични функции. Получените резултати могат да намерят широко приложение при анализа на различни нелинейни динамични системи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Арнольд В. И. (2000), *Геометрические методы в теории обыкновенных дифференциальных уравнений*, Ижевск: Регулярная и хаотическая динамика, 2000.

[2] Баутин Н. Н., Леонтович Е. А. (1976), *Методы и приемы качественного исследования динамических систем на плоскости*, Наука, Москва, 1976.

[3] Абрамовиц М., Стиган И. (ред.) (1979), Справочник по специальным функциям, Наука, 1979.

[4] Glendinning P. (1994), *Stability, Instability and Chaos: An Introduction to the Theory of Nonlinear Differential Equations*, Cambridge University Press, Cambridge, 1994.

[5] Perko L. M. (2001), *Differential Equations and Dynamical Systems*, Springer Verlag, New York, Third Edition, 2001.

[6] King A. C., Billingham J., Otto S. R. (2003), *Differential Equations. Linear*, *Nonlinear*, *Ordinary*, *Partial*, Cambridge University Press, Cambridge, 2003

[7] Byrd, P.F., Friedman, M.D. (1954), *Handbook of elliptic integrals for engineers and physicists*, Berlin, Springer Verlag, 1954.

Автор: Живко Георгиев, проф. д-р - катедра "Теоретична Електротехника", Факултет Автоматика, Технически университет - София, E-mail address: *zhdgeorg@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2013

Рецензент доц. д-р А. Червенков



АНАЛИЗ НА НЕЛИНЕЙНА ДИСКРЕТНА ПРЕДАВАТЕЛНА ЛИНИЯ ДОПУСКАЩА УПРАВЛЕНИЕ НА ДИСПЕРСИЯТА

Живко Георгиев, Атанас Червенков, Тодор Тодоров, Тодорка Червенкова

Резюме: В статията е анализирана нелинейна дискретна предавателна линия, допускаща управление на дисперсията. Като са използвани законите на Кирхоф и метода на бавно изменящия се профил е получен крайният резултат, а именно процесите в линията се описват с уравнението на Кортевег де Вриз. Уравнението на Кортевег де Вриз допуска солитонни решения, което е основен факт при различните приложения на разглежданата предавателна линия. Направени са някои сравнения с други линии.

Ключови думи: нелинейна предавателна линия, нелинейни вълни, солитони, уравнение на Кортевег де Вриз.

ANALYSIS OF NONLINEAR DISCRETE TRANSMISSION LINE ALLOWING CONTROL OF DISPERSION

Zh. Georgiev, A. Chervenkov, T. Todorov, T. Chervenkova

Abstract: This paper analyzes discrete nonlinear transmission line, allowing control of dispersion. By using the Kirchhoff's laws and the method of slowly varying profile, It has been obtained the final result, namely the process of the line are described by equation of Korteweg de Vries. Equation of Korteweg de Vries allows soliton solution, which is a basic fact in the different applications of the considered transmission line. There have been made some comparisons with other lines.

Key words: nonlinear transmission line, nonlinear waves, solitons, Korteweg de Vries equation.

1. Въведение

В последните години нелинейните дискретни предавателни линии намират все по-голямо приложение като средство за моделиране на различни вълнови процеси, а също така за получаване на нови електронни елементи използващи нелинейни ефекти. В настоящата статия се анализира нелинейна дискретна предавателна линия, допускаща управление (или изменение) на дисперсията. Като се прилагат законите на Кирхоф е получено уравнението, което описва процесите в линията при използване на дискретни величини. При условие, че дължината на вълната е много по-голяма от дължината на отделната клетка, се получава най-общото уравнение описващо процесите в линията при използване на непрекъснати величини. От уравнението с непрекъснати величини след използване метода на бавно изменящия се профил, се получава като краен резултат, че процесите в линията се описват с уравнението на Кортевег де Вриз.

Уравнението на Кортевг де Вриз е едно от най-добре изучените нелинейни вълнови уравнения. В статията няма да разглеждаме решенията на това уравнение. По-важното в случая е, че в разглежданата линия могат да се разпространяват солитони, а този именно факт се използва при различните приложения. Възможните математически решения, както компютърно и експериментално изследване на разглежданата линия ще бъде направено при по-нататъшните изследвания.

Електрическата верига на анализираната нелинейна дискретна предавателна линиия, е показана на фиг.1. Дискретната линия се състои от определен брой звена, като всяко звено има линеен размер (дължина) a и съдържа индуктивен елемент с индуктивност L, линеен капацитивен елемент с капацитет C и нелинеен капацитивен елемент. Входното напрежение за звено n означаваме с u_{n-1} , а изходното напрежение - с u_n . Токовете през индуктивния и капацитивния елемент в звено n означаваме с $i_{L,n}$ и $i_{C,n}$. В общия случай всички електрически величини зависят от времето t и от номера на звеното, в което се оценяват.



Фиг.1. Електрическа схема на нелинейната дискретна предавателна линия

Зависимостта между електрическия заряд Q_n и напрежението u_n на нелинейния капацитивен елемент (кулон-волтна характеристика) се задава по следния начин:

$$Q_n = Q(u_n) = C_1 u_n - C_2 u_n^2 = C_1 (u_n - \mu u_n^2), \qquad \mu = C_2 / C_1, \qquad (1)$$

където $C_1 > 0, C_2 > 0.$

2. Уравнения за дискретни величини

Да разгледаме звена n и (n+1) от анализираната нелинейната дискретна предавателна линия, които са показани на фиг.1. Прилагането на първи и втори закон на Кирхоф към звена n и (n+1) от линията дават следните уравнения:

• •

$$L\frac{di_{L,n}}{dt} + u_n - u_{n-1} = 0, \qquad (2a)$$

$$L\frac{di_{L,n+1}}{dt} + u_{n+1} - u_n = 0, (26)$$

$$\frac{1}{C}\int_{0}^{t} i_{C,n}dt + \widetilde{u}_{n}(0) + u_{n} - u_{n-1} = 0, \qquad (2B)$$

$$\frac{1}{C}\int_{0}^{t} i_{C,n+1}dt + \widetilde{u}_{n+1}(0) + u_{n+1} - u_n = 0, \qquad (2\Gamma)$$

$$i_{L,n} - i_{L,n+1} + i_{C,n} - i_{C,n+1} = \frac{dQ_n}{dt}.$$
 (2д)

Диференцираме равенства (2в), (2г), (2д) и записваме уравненията (2) по следния начин:

$$\frac{di_{L,n}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{n-1} - u_n) , \qquad (3a)$$

$$\frac{di_{L,n+1}}{dt} = \frac{1}{L}(u_n - u_{n+1}),$$
(36)

$$i_{C,n} = C \frac{d}{dt} (u_{n-1} - u_n), \qquad (3B)$$

$$i_{C,n+1} = C \frac{d}{dt} (u_n - u_{n+1}), \qquad (3r)$$

$$\frac{d}{dt}(i_{L,n} - i_{L,n+1}) + \frac{d}{dt}(i_{C,n} - i_{C,n+1}) = \frac{d^2 Q_n}{dt^2}.$$
(3д)

Заместваме равенства (За) – (Зг) в (Зд), при което получаваме

$$\frac{d^2 Q_n}{dt^2} - \frac{1}{L} (u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1}) - C \frac{d^2}{dt^2} (u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1}) = 0.$$
(4)

В последното уравнение отчитаме (1) и стигаме до уравнението:

$$\frac{d^2 u_n}{dt^2} - \mu \frac{d^2 (u_n^2)}{dt^2} - \frac{1}{LC_1} (u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1}) - \frac{C}{C_1} \frac{d^2}{dt^2} (u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1}) = 0.$$
(5)

Уравнението (5) е най-общото точно уравнение описващо процесите в нелинейната дискретна предавателна линия при използване на дискретните стойности на напрежението.

3. Уравнения за непрекъснати величини

Уравнение (5) записано за всички звена на линията дава система с голяма размерност от рекурентно свързани диференциални уравнения. Такава система е трудно да бъде решена, поради което се търсят други начини за анализиране на процесите в линията. Една добра възможност е преминаването от дискретни към непрекъснати величини (променливи). По-долу ще опишем накратко този процес.

Нека пространственият период, или дължината на вълната λ , която се разпространява по линията е много по-голям от размера (дължината) *а* на едно звено, т.е. $\lambda >> a$ и нека този период обхваща много звена. В този случай напреженията и токовете в съседните звена се различават малко и можем да преминем от дискретната променлива *n* (номера на звеното) към непрекъснатата координата x = na. При това положение за непрекъснато изменящото се напрежение u(x,t) имаме

$$u_n = u_n(t) = u_n(na,t) = u(x,t).$$
 (6)

От друга страна може да се докаже [4], [14], че е в сила съотношението

$$u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1} = a^2 \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}\right) + \frac{a^4}{12} \left(\frac{\partial^4 u}{\partial x^4}\right). \tag{7}$$

Заместваме равенства (6) и (7) в (5) и като вземем предвид, че производните по времето вече стават частни производни, получаваме:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - v_0^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \mu \frac{\partial^2 (u^2)}{\partial t^2} - b \frac{\partial^4 u}{\partial x^4} - g \frac{\partial^4 u}{\partial x^2 \partial t^2} - h \frac{\partial^6 u}{\partial x^4 \partial t^2} = 0, \qquad (8)$$

където

$$v_0 = \frac{a}{\sqrt{LC_1}}$$
, $b = \frac{a^4}{12LC_1}$, $g = \frac{a^2C}{C_1}$, $h = \frac{a^4C}{12C_1}$. (9)

Уравнение (8) е най-общото уравнение с непрекъснати величини, описващо процесите в разглежданата линия. Ще отбележим, че това уравнението остава в сила и за линия, чиято основна клетка не съдържа линеен кондензатор, стига само да положим C = 0, а оттук и g = 0, h = 0.

4. Дисперсионни зависимости

Важен момент при изследването на вълновите процеси е определянето на дисперсионните зависимости за съответните уравнения. За тази цел разглеждаме съответстващото на (8) линейно уравнение

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - v_0^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - b \frac{\partial^4 u}{\partial x^4} - g \frac{\partial^4 u}{\partial x^2 \partial t^2} - h \frac{\partial^6 u}{\partial x^4 \partial t^2} = 0.$$
(10)

Търсим решение на последното уравнение във вида

$$u(x,t) = Ae^{i(kx-\omega t)} + c.c. , \qquad (11)$$

където ω е кръговата честота по отношение на времето на разпространяващата се вълна, k е вълновото число, *i*-имагинерната единица, а *c.c.* означава ком-

плексно спрегнатата величина на предходния израз. Вълновото число k и дължината на вълната λ са свързани с равенството $k = 2\pi/\lambda$.

След заместване на (11) в (10) получаваме дисперсионното уравнение

$$D(k,\omega) = -\omega^2 + v_0^2 k^2 - bk^4 - g\omega^2 k^2 + h\omega^2 k^4 = 0.$$
(12)

От последното уравнение намираме дисперсионната зависимост

$$\omega = \left(\frac{v_0^2 k^2 - bk^4}{1 + gk^2 - hk^4}\right)^{\frac{1}{2}} = v_0 k - \beta k^3 + \cdots,$$
(13)

където

$$\beta = \frac{b + v_0^2 g}{2v_0}.$$
(14)

Тук сме използвали развитие в ред на Тейлор при малки стойности на k^2 , което е валидно при дълги вълни. По-нататък ще отчитаме само показаните в (13) първи два члена от този ред.

Зависимостите (12)-(14) остават в сила и за частния случай на разглежданата линия, когато основното звено на линията не съдържа линеен кондензатор. В този случай е необходимо да се положи C = 0, а оттук и g = 0, h = 0. И при двете линии при малки k (дълговълново приближение) дисперсия отсъства, или е много малка. Дисперсията нараства с нарастването на k, тъй-като се увеличава влиянието на кубичния член в (13). Очевидно е, че дисперсията зависи от коефициента β . При линията, която не съдържа линеен кондензатор коефициентът β не може да се променя, докато при линията с кондензатор, той може да се променя. Това дава възможност да се управляват дисперсионните свойства на системата чрез изменение параметрите на електрическата схема (капацитета C).

5. Прилагане метода на бавно изменящия се профил

За основното уравнение описващо процесите в предавателната линия дадено в равенство (8) е невъзможно да се намери точно аналитично решение. За да се получи някакво, макар и приблизително, аналитично решение е необходимо да се направи допълнително преобразуване и опростяване на това уравнение. Методът, който ще използваме за тази цел е известен в руската литература като метод на бавно изменящия се профил [2], [3], [4], а в англоезичната литература като геductive perturbation method [9], [10], [12]. Този метод е мощно средство за получаване на различни вълнови уравнения при "дълговълнови приближения" [5], [6], [11]. Едно приложение на този метод при анализ на нелинейни предавателни линии е дадено в [14]. В настоящата статия, поради посложната електрическа схема на предавателната линия и по-сложните вълнови уравнения, прилагането на същия метод включва допълнителни елементи. Понататък е направен подробен анализ на уравнението (8) при използването на метода на бавно изменящия се профил.

Вълновото число при дълги вълни може да се представи по следния начин:

$$k = \varepsilon^{p} r , \qquad r \approx 1 , \qquad 0 < \varepsilon <<1 , \qquad (15)$$

където ε е малък параметър, r е величина от порядъка на 1, а p е неизвестна засега константа, която ще бъде определена по-нататък.

Да установим какво влияние оказва дисперсионното съотношение (13) на фазата на вълната θ . След отчитане на (13) и (15) получаваме

$$\theta = kx - \omega t = \varepsilon^p r x - (v_0 \varepsilon^p r - \beta \varepsilon^{3p} r^3) t = \varepsilon^p r (x - v_0 t) - \varepsilon^{3p} (\beta r^3) t.$$
(16)

Последната зависимост показва как да се въведат новите пространствена и временна координати при прилагане метода на бавно изменящия се профил [9], [10], а именно

$$\xi = \varepsilon^{p} (x - v_0 t), \qquad \tau = \varepsilon^{3p} t.$$
(17)

При това положение

$$u(x,t) = U(\xi,\tau). \tag{18}$$

Преобразуването дефинирано със (17) се нарича **преобразуване на Gardner-Могікаwa** [12]. На практика това преобразуване означава, че се въвежда подвижна координатна система. Известно е, че стационарните вълни запазват неизменен своя профил. Тук обаче, зависимостта на напрежението от "малкото време" τ показва, че профилът на вълната се изменя бавно.

Прилагането на метода на бавно изменящия се профил изисква основното уравнение (8) да бъде записано с новата променлива $U(\xi, \tau)$. За по-кратки записи при преминаване от координатите (x,t) към новите координати (ξ, τ) ще записваме производните с долни индекси. В сила са равенствата:

$$u_{xx} = \varepsilon^{2p} U_{\xi\xi}, \tag{19a}$$

$$u_{tt} = \varepsilon^{2p} v_0^2 U_{\xi\xi} - 2\varepsilon^{4p} v_0 U_{\xi\tau} + \varepsilon^{6p} U_{\tau\tau}, \qquad (196)$$

$$(u^{2})_{tt} = \varepsilon^{2p} v_{0}^{2} (U^{2})_{\xi\xi} - 2\varepsilon^{4p} v_{0} (U^{2})_{\xi\tau} + \varepsilon^{6p} (U^{2})_{\tau\tau}, \qquad (19B)$$

$$u_{4x} = \varepsilon^{4p} U_{4\xi}, \tag{19r}$$

$$u_{xxtt} = \varepsilon^{4p} v_0^2 U_{4\xi} - 2\varepsilon^{6p} v_0 U_{3\xi\tau} + \varepsilon^{8p} U_{\xi\xi\tau\tau},$$
(19д)

$$u_{4xtt} = \varepsilon^{6p} v_0^2 U_{6\xi} - 2\varepsilon^{8p} v_0 U_{5\xi\tau} + \varepsilon^{10p} U_{4\xi\tau\tau}, \qquad (19e)$$

където $u_{xxxx} = u_{4x}$ и т. н.

Заместваме равенства (19) в (8) и след преобразуване, разделяне на ε^{2p} и групиране на членовете получаваме

$$-\mu v_{0}^{2} (U^{2})_{\xi\xi} + \varepsilon^{2p} [-2v_{0}U_{\xi\tau} - (b + v_{0}^{2}g)U_{4\xi}] + \varepsilon^{2p} 2\mu v_{0} (U^{2})_{\xi\tau} + \varepsilon^{4p} [U_{\tau\tau} - \mu (U^{2})_{\tau\tau} + 2v_{0}gU_{3\xi\tau} - v_{0}^{2}hU_{6\xi}] + \varepsilon^{6p} [-gU_{\xi\xi\tau\tau} + 2v_{0}hU_{5\xi\tau}] - \varepsilon^{8p} hU_{4\xi\tau\tau} = 0.$$
(20)

Уравнение (20) представлява основното уравнение (8), но записано в новите координати (ξ , τ). По-нататък, съгласно метода на бавно изменящия се профил, представяме функцията $U(\xi, \tau)$ в ред по степените на ε . Имаме

$$U = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n U_n = \varepsilon U_1 + \varepsilon^2 U_2 + \cdots,$$
(21)

$$U^{2} = \varepsilon^{2} U_{1}^{2} + \varepsilon^{3} (2U_{1}U_{2}) + \cdots.$$
(22)

Най-общо идеята, която ще следваме нататък е да заместим равенства (21) и (22) в (20), при което се получава един безкраен ред по степените на ε , който е равен на 0. Приравняването на 0 на изразите пред степените на ε дава рекурентни зависимости за определяне на членовете в реда (21). Обикновено се намират един, или два члена от този ред.

След заместване на (21) и (22) в (20) получаваме:

$$-\mu v_0^2 [\varepsilon^2 (U_1^2)_{\xi\xi} + \varepsilon^3 (2U_1 U_2)_{\xi\xi} + \cdots] + \\ +\varepsilon^{2p} [-2v_0 (\varepsilon U_{1,\xi\tau} + \varepsilon^2 U_{2,\xi\tau} + \cdots) - (b + v_0^2 g) (\varepsilon U_{1,4\xi} + \varepsilon^2 U_{2,4\xi} + \cdots)] + \\ +\varepsilon^{2p} 2\mu v_0 [\varepsilon^2 (U_1^2)_{\xi\tau} + \varepsilon^3 (2U_1 U_2)_{\xi\tau} + \cdots] + O(\varepsilon^{4p+1}) = 0.$$
(23)

Дотук не сме казали нищо за избора на p. Съществува известна свобода при избора на p, като обикновено се отчитат някои физични съображения, или удобства при получаване на рекурентните зависимости. Имайки предвид уравнението (23), ще изберем p от съотношенията

$$\varepsilon^2 = \varepsilon^{2p+1}$$
, $2p+1=2$, $p=1/2$. (24)

Тогава преобразуването (17) приема вида

$$\xi = \varepsilon^{\frac{1}{2}}(x - v_0 t), \quad \tau = \varepsilon^{\frac{3}{2}} t.$$
 (25)

Ще отбележим, че преобразуването

$$u \to \varepsilon u, \quad x \to \varepsilon^{\frac{1}{2}} x, \quad t \to \varepsilon^{\frac{3}{2}} t$$

представлява автомоделно преобразуване, самоподобно преобразуване, или similarity transform за уравнението на Кортевег де Вриз [11], [12].

При отчитане на (24) уравнението (23) приема вида:

$$-\varepsilon^{2}\mu v_{0}^{2}[(U_{1}^{2})_{\xi\xi} + \varepsilon(2U_{1}U_{2})_{\xi\xi} + \cdots] + \varepsilon^{2}[-2v_{0}(U_{1,\xi\tau} + \varepsilon U_{2,\xi\tau} + \cdots) - (b + v_{0}^{2}g)(U_{1,4\xi} + \varepsilon U_{2,4\xi} + \cdots)] + O(\varepsilon^{3}) = 0.$$
(26)

След формиране на коефициента пред ε^2 , можем да запишем уравнение (26) по следния начин:

$$\varepsilon^{2} \left[-2v_{0}U_{1,\xi\tau} - \mu v_{0}^{2}(U_{1}^{2})_{\xi\xi} - (b + v_{0}^{2}g)U_{1,4\xi}\right] + O(\varepsilon^{3}) = 0.$$
⁽²⁷⁾

Уравнение (27) представлява един безкраен ред по степените на ε , който е равен на 0. За да бъде изпълнено това равенство е необходимо изразите пред различните степени на ε да са равни на 0. Оттук, след приравняване на 0 на коефициента пред ε^2 , получаваме

$$2v_0 \frac{\partial^2 U_1}{\partial \xi \partial \tau} + \mu v_0^2 \frac{\partial^2 (U_1^2)}{\partial \xi^2} + (b + v_0^2 g) \frac{\partial^4 U_1}{\partial \xi^4} = 0.$$
 (28)

Последното уравнение може да бъде интегрирано по ξ и след елементарни преобразувания се получава уравнението на Кортевег де Вриз. Ние обаче ще приложим малко по-различен подход, при който ще преминем от координатите (ξ, τ) към първоначалните координати (x, t).

Величината U_1 , която участва в (28) представлява коефициента пред ε в реда (21). Първият член в този ред е (εU_1). Ще приемем, че при малко ε този член достатъчно добре апроксимира общото решение, т.е. $U \approx (\varepsilon U_1)$. Поради това умножаваме (28) по ε^2 , при което стигаме до следното уравнение относно търсеното общо решение

$$2\varepsilon v_0 \frac{\partial^2 U}{\partial \xi \partial \tau} + \mu v_0^2 \frac{\partial^2 (U^2)}{\partial \xi^2} + \varepsilon (b + v_0^2 g) \frac{\partial^4 U}{\partial \xi^4} = 0.$$
⁽²⁹⁾

От (25) получаваме

$$x = \varepsilon^{-\frac{1}{2}} \xi + \varepsilon^{-\frac{3}{2}} v_0 \tau , \qquad t = \varepsilon^{-\frac{3}{2}} \tau .$$
(30)

Лесно се установява, че са в сила зависимостите

$$\frac{\partial^4 U}{\partial \xi^4} = \varepsilon^{-2} \frac{\partial^4 u}{\partial x^4} , \qquad \frac{\partial^2 (U^2)}{\partial \xi^2} = \varepsilon^{-1} \frac{\partial^2 (u^2)}{\partial x^2} , \qquad (31a)$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \xi \partial \tau} = \varepsilon^{-2} v_0 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \varepsilon^{-2} \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial t}.$$
(316)

Заместваме изразите от (31) в (29), преобразуваме и след деление на ε^{-1} получаваме окончателното уравнение:

$$2v_0 \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial t} + 2v_0^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \mu v_0^2 \frac{\partial^2 (u^2)}{\partial x^2} + (b + v_0^2 g) \frac{\partial^4 u}{\partial x^4} = 0.$$
(32)

При направения дотук анализ изходихме от уравнение (8) и след прилагане метода на бавно изменящия се профил стигнахме до уравнение (32). Уравнение (32), както ще видим по-долу, може да бъде анализирано много по-лесно от уравнение (8).

Записваме уравнение (32) по следния начин

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[2v_0 \frac{\partial u}{\partial t} + 2v_0^2 \frac{\partial u}{\partial x} + \mu v_0^2 \frac{\partial (u^2)}{\partial x} + (b + v_0^2 g) \frac{\partial^3 u}{\partial x^3} \right] = 0.$$
(33)

Изразът в средните скоби е равен на константа. Като наложим граничните условия функцията u и нейните производни при $x \to \pm \infty$ да бъдат равни на 0, получаваме, че тази константа е 0. При това положение получаваме уравнението

$$2v_0 \frac{\partial u}{\partial t} + 2v_0^2 \frac{\partial u}{\partial x} + 2\mu v_0^2 u \frac{\partial u}{\partial x} + (b + v_0^2 g) \frac{\partial^3 u}{\partial x^3} = 0.$$
(34)

Последното уравнение представлява един от вариантите на уравнението на Кортевег де Вриз. В по-известния вариант на уравнението на Кортевег де Вриз липсва членът с първата производна $\partial u/\partial x$. Този член лесно може да се елиминира, ако се направи следната линейна смяна на функцията u:

$$V = 1 + \mu u, \qquad u = \frac{1}{\mu} (V - 1). \tag{35}$$

След смяна на функцията *u* с *V* уравнението (34) се преобразува в следното **уравнение на Кортевег де Вриз**

$$\frac{\partial V}{\partial t} + v_0 V \frac{\partial V}{\partial x} + \beta \frac{\partial^3 V}{\partial x^3} = 0.$$
(36)

Коефициентът β в това уравнение се дава с равенство (14).

Полученият резултат е изключително важен. Той показва, че процесите в разглежданата линия се описват с уравнението на Кортевег де Фриз. При определени условия това уравнение има периодични решения наречени кноидални вълни, а при други условия има решения, които представляват уединени вълни наречени солитони.

Уравнението на Кортевег де Фриз (36) е валидно и за предавателна линия, която не съдържа линеен кондензатор. В този случай след полагане C = 0 имаме g = 0, а оттук коефициента β придобива друга стойност. Коефициентът β и съответният член в (36), който съдържа β , определят дисперсионните свойства на линията. При линията съдържаща линеен кондензатор чрез изменение капацитета на този кондензатор C се изменя коефициента β , а оттук и дисперсията на линията. Това дава възможност за изменение, или управление на дисперсията.

6. Заключение

В статията е анализирана конкретна нелинейна дискретна предавателна линия. Подробно е приложен метода на бавно изменящия се профил и е установено че процесите в линията се описват с уравнението на Кортевег де Фриз. Получени са дисперсионните зависимости и е показано влиянието на верижните параметри върху тях. Получените резултати са основа за по-нататъшни компютърни и експериментални изследвания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Карпман В. И. (1973), *Нелинейные волны в диспергирущих средах*, Наука, Москва, 1973.

[2] Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. (1979), *Теория волн*, Наука, Москва, 1979.

[3] Рабинович М. И., Трубецков Д. И. (2000), *Введение в теорию колебаний и волн*, НИЦ Регулярная и хаотическая динамика, Москва, 2000.

[4] Островский Л. А., Потапов А. И. (2003), Введение в теорию модулированных волн, Физматлит, Москва, 2003.

[5] Лонгрен К., Скот Э. (1981), Солитоны в действии, Мир, Москва, 1981.

[6] Додд Р., Эйлбек Дж., Гиббон Дж., Моррис Х., (1988) Солитоны и нелинейные волновые уравнения, Мир, Москва, 1988. [7] Bhatnagar P. L. (1979), *Nonlinear waves in one-dimensional disperse system*, Clarendon Press, Oxford, 1979.

[8] Uslenghi P. L. E. E. (editor) (1980), *Nonlinear Electromagnetics*, Academic press, New York-London-Toronto-Sydney-San Francisco, 1980.

[9] Jeffrey A., Kawahara T. (1982), *Asymptotic Methods in Nonlinear Wave Theory*, Pitman Advanced Publishing Program, Massachusetts, 1982.

[10] Taniuti T., Nishihara K. (1983), *Nonlinear Waves*, Pitman Advanced Publishing Program, Massachusetts, 1983.

[11] Debnath L. (2005), *Nonlinear Partial Differential Equations for Scientists and Engineers*, Birkhauser, Boston, 2005.

[12] Taniuti, T. (1974), *Reductive Perturbation Method and Far Fields of Wave Equations*, Progress of Theoretical Physics, Supplement, vol. 55, pp.1-35, 1974.

[13] Островской Л. А., В. В. Папко, Е. Н. Пелиновски (1972), *Уединённые* электромагнитные волны в нелинейных линиях, Известия ВУЗов "Радиофизика", том 15, №4, с. 580-591, 1972.

[14] Георгиев Ж.,(2012) Уравнения за анализ на нелинейни дискретни предавателни линии, Годишник на ТУ-София, Том 62, книга 4, 2012, стр. 95-102.

Автори: Живко Георгиев, проф. д-р - катедра "Теоретична Електротехника", Технически университет – София, E-mail address: *zhdgeorg@tu-sofia.bg* ; Атанас Червенков, доц. д-р - катедра "Teoperuчна Електротехника", Технически университет - София, E-mail address: *acher@tu-sofia.bg* ; Тодор Тодоров, гл. ас. д-р - катедра "Електронна Техника", Технически университет – София, E-mail address: *ttodorov@tu-sofia.bg* ; Тодорка Червенкова, доц. д-р - катедра "Електроника и Автоматика", ИПФ – Сливен, Технически университет - София, E-mail address: *tchervenkova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 22.04.2013

Рецензент доц. д-р И. Ячева



ОПТИМИЗАЦИЯ НА СЕНЗОР ЗА БЕЗРАЗРУШИТЕЛЕН КОНТРОЛ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА ГЕНЕТИЧЕН АЛГОРИТЪМ

Костадин Брандиски

Резюме: В работата е представена оптимизация на сензор за безразрушителен контрол, използван за откриване на дефекти в метални тръби. Сензорът представлява цилиндрична бобина. Размерите на бобината (вътрешен радиус, широчина и височина на сечението) и честотата на захранването са използвани като оптимизационни параметри. Целевата функция е максимизация на напрежението върху бобината, когато тя се движи надлъжно в тестваната тръба. Напрежението върху бобината се изчислява с метода на крайните елементти. Оптимизацията на сензора се осъществява с генетичен алгоритъм. Получен е сензор, чието изходно напрежение надвишава това на стандартния сензор приблизително 20 пъти.

Ключови думи: сензор за безразрушителен контрол, оптимизация, генетични алгоритми, метод на крайните елементи.

OPTIMIZATION OF AN NDT SENSOR USING GENETIC ALGORITHM

Kostadin Brandisky

Abstract: In this paper an optimization of a non-destructive testing (NDT) sensor for testing metallic tubes for cracks and flaws is presented. The sensor represents a cylindrical coil. The dimensions of the coil (internal radius, coil width and coil height), as well as the excitation frequency are taken as optimization parameters. The objective function is to maximize the sensor voltage when it is moved longitudinally along the pipe. The voltage of the coil is computed using the Finite Element Method. The optimization of the sensor is performed using Genetic Algorithm. As a result, the output voltage of the optimized sensor exceeds the output voltage of the non-optimized variant approximately 20 times.

Keywords: NDT sensor, optimization, genetic algorithm, Finite Element Method.

1. Introduction

Eddy current sensors are widely used for Non Destructive Testing (NDT) and Non Destructive Evaluation (NDE) of metallic pipes. The use of modern numerical methods as the Finite Element Method (FEM), allows to simulate the electromagnetic field in the pipe and the sensor and to accurately predict the sensor response [1,2].

There are several problems related to the eddy current sensors: small sensitivity, dependence of the sensor response on geometrical parameters, decrease of the eddy currents in the pipe wall because of the skin effect. These problems make the design of NDT sensors difficult. Thus, numerical methods like FEM are required for simulation of the output characteristics so that the sensor can be optimized. An optimized sensor must induce considerable eddy current density near the crack and provide maximum output voltage in order to obtain the highest sensor response.

The maximum sensor output can be found by varying the sensor geometrical parameters and the excitation frequency. For this aim, many sensor variants have to be simulated in 3D and their output voltage has to be computed. Optimization algorithms, such as Genetic Algorithm (GA) can be used to find the optimum dimensions of the sensor. Typically many computations of the objective function are involved, which in this case is simulation based and represents 3D Finite Element Analysis (FEA) of the sensor. The analysis must be made for several different positions of the sensor relative to the flaw (the sensor is moved along the pipe) to compute the function of the output voltage against the position. In some cases circumferential movement of the sensor inside the pipe may be necessary, too.

In this paper a well known eddy current sensor is analyzed and optimized. It is taken from the library of problems of the World Federation of the NDE Centers (WFNDEC) [4]. The example is called Eddy Current Benchmark Problem 2. It involves the inspection of an Inconel pipe using an internal cylindrical coil situated with its axis perpendicular to the axis of the inspected pipe. The flaw consists of a flat-bottomed notch in the pipe's outer wall (Fig.1). The sensor coil has 400 turns and is supplied by a sinusoidal current source of 0.1A rms value.

Small defects of various depths in the external wall of the pipe can be scanned by moving the sensor in the axial and circumferential directions. The coil induces eddy currents in the pipe wall, which are disrupted in the presence of the flaw. This is detected as a change in the coil impedance. In this paper FEM is used to simulate the distribution of the eddy currents, as well as to find the magnitude of the voltage on the coil.

The geometric parameters of the pipe, flaw and the sensor are shown in Fig.1.



Fig.1: The geometry of the Eddy Current Benchmark Problem #2



Fig.2: Cylindrical coil sensor



Fig.3: 3D picture of the Eddy Current Benchmark Problem #2

2. Statement of the optimization problem

The optimization problem for the eddy current sensor under investigation can be stated as follows:

Maximize OutputVoltage(\mathbf{x})= V_{out} where

 $\mathbf{x} = \{a, b, R_1, f\}^{t}$ is the vector of design variables:

- a Coil width [mm];
- b Coil height [mm];
- R₁ Coil internal radius [mm];
- f Excitation frequency [MHz].

Upper and lower limits, based on physical limitations, are specified for the design variables. Some geometrical constrains that ensure validity of the model (non-intersection of the components) are also specified.

The design variables (see Fig.2) and their limits are shown in Table 1:

Design variable	Description	Unit	Initial value	Minimum value	Maximum value					
a	Coil width	mm	1.0	0.5	3					
b	Coil height	mm	0.8	0.5	3					
R ₁	Coil internal radius	mm	0.5	0.5	3					
f	Excitation frequency	MHz	0.2	0.1	0.5					

Table 1: Design variables limits

3. Methods

FEM is used to simulate the Inconel tube with the sensor coil. As the axes of the tube and the coil are orthogonal, a true 3D problem has to be solved. A commercial FE package [2] is used here. It is controlled by an in-house VB script that parameterizes the model in function of the 4 design variables. Thus, the model of the sensor and its solution are automatically managed. As a whole, the model is described by 10 parameters, part of them preserved constant because of physical constraints.

The equation describing this eddy-current problem, derived from the Maxwell equations, is:

$$\nabla \times \nu \left(\nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \tag{1}$$

As the excitation current of the sensor coil is sinusoidal and time-varying, the governing equation will be:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v_x \frac{\partial \dot{\vec{A}}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_y \frac{\partial \dot{\vec{A}}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(v_z \frac{\partial \dot{\vec{A}}}{\partial z} \right) = -\dot{\vec{J}}_s + j\omega \,\sigma \,\dot{\vec{A}} \tag{2}$$

The equation is solved using the 3D time-harmonic solver of the FEM package [2] using flux tangential boundary conditions on the outer boundaries (on the surrounding air box). The Flux Tangential boundary condition constrains to zero the normal component of the magnetic flux density.

The solution gives the distribution of the magnetic flux density over the region. Then, using the magnetic flux through the sensor coil, the output voltage of the coil is computed. The problem is solved with sensor coil placed on 11 different positions (with step of 1 mm) longitudinally placed starting from the center of the flaw to the outer end of the tube. Thus, the variation of the sensor output voltage is found as function of the distance. The peak of this curve is placed near the flaw position, where the disruption of the eddy currents creates change of the impedance and of the output voltage of the sensor.

As NDT signals are relatively small, it is important to prevent mesh noise from interfering with the signal. The following technique [1] is used to avoid meshing noise. The problem is solved twice for each coil position, with different material assigned to the flaw component. In one set of solutions, it will be Air (case with flaw); in the other, it will be Inconel 600 (simulating the case with no flaw). The two solutions will then be subtracted from one another to obtain the signal caused by the flaw. For each coil position, the output voltage for the case with flaw and the output voltage for the case without flaw are subtracted to obtain the graph of the difference in the magnitude of the coil voltage as a function of position from the flaw.

On Fig.4.a the difference in the magnitude of the coil voltage as a function of position from the flaw is shown for the initial, non-optimized sensor coil:



a) non-optimized sensor coil; b) optimized sensor coil, variant 2

4. Results

The Genetic Algorithm Toolbox of Matlab [3] was employed with a population of 50 members and a maximum of 30 generations. The optimization took approximately 20 hours of computation. Several runs of the optimization were performed. Depending of the starting point, several different optimal points were reached, which shows that the problem has multiextremal nature. Two of the best optimal points are shown in Table 2 and Table 3.

Objective function	Goal	Initial value [V]	Optimum value [V]	Improvement, times	
V_{out} , variant 1	maximum	0.0235	0.4556	19.4	
V _{out} , variant 2	maximum	0.0235	0.5621	23.9	

Table 2: Objective function, initial and optimized values

The values of the parameters for the optimal variants are shown in Table 3. These differ considerably and their availability could simplify the design of such sensors. The graph in Fig.4b shows the difference in the magnitude of the coil voltage as a function of position from the flaw for the second optimal variant (the best one).

Design variable	Description	Unit	Initial variant	Optimal variant 1	Optimal variant 2
а	Coil width	mm	0.8	0.8018	0.6155
b	Coil height	mm	0.8	0.6478	0.5682
R_1	Coil internal radius	mm	0.5	2.117	2.48
f	Excitation frequency	MHz	0.2	0.29	0.2326

Table 3: Design variables for the initial and optimized variants

The results from the optimization of the NDT sensor show that the output voltage V_{out} has been increased between 19÷24 times compared to the initial design. This result is much better than the result of the sensor optimization reported in [1], where a 3 times increase of the output voltage was shown. In [1], a simple (1+1) evolution strategy was used, which is evidently inferior of the Genetic Algorithm of Matlab used here.

The improvement is mostly due to the increase of internal radius of the coil R_1 and due to the diminishing of the coil height. Thus, bigger and flatter coil gives the maximum output voltage. This can be attributed to the bigger flux, penetrating the pipe wall, bigger eddy current density and the increased sensitivity of the eddy current distribution to the presence of flaw in the pipe wall. The increase of the sensor output voltage improves the sensitivity of the sensor as a whole, so that smaller flaws can be successfully detected.

5. Conclusions

In this paper the results of the optimization of NDT sensor are shown. They show that a considerable increase of the output voltage of the sensor can be achieved by optimization. Several near-optimal points are found testifying for the multi-extremal nature of the problem. The drawback of this optimization is the long computing time, which can reach 20-30 hours. It is caused by the computationally expensive objective function, representing FEA of the pipe-sensor object. One way to diminish this time is to carefully reduce the complexity of the FE mesh. Moreover, as the GA population members are independent of each other, their computation can be performed in parallel - on different CPU cores or even distributed on separate computers in a computer cluster. Thus the computational time can be reduced considerably.

REFERENCES

[1] Infolytica, Design Optimization of an NDT Sensor Probe,

http://www.infolytica.com/en/applications/ex0116/

[2] Infolytica, MagNet v. 7.3, 2D & 3D Tutorials, Montreal, Canada, 2012.

[3] MATLAB v. 7.6.0 (R2008a) - Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox.

[4] World Federation of the NDE Centers (WFNDEC), ftp.cnde.iastate.edu

Автор: Костадин Брандиски, доц. д-р - катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: *kbran@tu-sofia.bg*

Постъпила на 19.04.2013

Рецензент доц. д-р Стефчо Гунински

ПОДОБРЯВАНЕ НА КОЕФИЦИЕНТА СОS Ф НА МОЩНОСТТА ПРИ РАБОТА НА РАЗРЯДНИ ЛАМПИ ЧРЕЗ ВКЛЮЧВАНЕ НА КОМПЕНСИРАЩ КОНДЕНЗАТОР ВЪВ ВЕРИГАТА

Симона Петракиева, Галя Георгиева-Таскова, Захари Иванов

Резюме: Последователно на разрядните лампи (РЛ) се включват баластни съпротивления (баласти) за ограничаване на тока през тях. Най-често използваните баласти са електромагнитни дросели. Наличието на индуктивност в електрическата верига води до увеличаване на реактивната мощност в нея, което от своя страна е причина за малка стойност на соѕ ф. Последният може да бъде повишен чрез включване на компенсиращ кондензатор във веригата, паралелно на захранващото напрежение. В работата е приложена съществуваща методика с цел компютърно изчисляване на необходимата стойност на кондензатора за различни модели натриеви лампи високо налягане, металхалогенни лампи и луминесцентни лампи, при захранващо напрежение 230 V. За всяка лампа е изчислен допустим диапазон на изменение на капацитета на този кондензатор (-/+ 10 %), с цел избор на кондензатор със зададен от производителя капацитет.

Ключови думи: разрядни лампи + пускорегулираща апаратура, електромагнитен дросел, повишаване на соѕ ϕ чрез компенсиращ кондензатор

POWER FACTOR CORRECTION IN WORKING PROCESS OF DISCHARGE LAMPS USING COMPENSATIVE CAPACITOR

Simona Petrakieva, Galia Georgieva-Taskova, Zahari Ivanov

Abstract: The discharge lamps work together with an auxiliary device, a ballast, to regulate the current through the tube. Usually inductive ballast is used. The availability of the inductive element in the electric circuit leads to increasing the reactive power there, which is a purpose for low value of $\cos \varphi$. The latter can be increased by switching the compensative capacitor in parallel of the supplying voltage. In this paper an existing approach for determining the optimal value of this capacitor is used. It is applied for computer calculation of this value for different types of high pressure Na lamps, metal halide lamps and fluorescent lamps, when the supplying voltage is 230 V. The possible range of variation (-/+ 10 % of it) is calculated for each lamp considered. It helps in choosing the capacitor, which always produces with standard capacity.

Keywords: discharge lamps + ballast, inductor as ballast, power factor correction by compensative capacitor.

1. Въведение

Режимът на работа на разрядните лампи (РЛ) се стабилизира чрез последователно включена индуктивност. Коефициентът на мощността соз φ се повишава чрез паралелно включване на кондензатор на входа на веригата [1, 2]. При липса на кондензатор индуктивният баласт е причина за изоставане на тока през лампата спрямо входното напрежение, а соз φ е около 0.5.

В съвременните публикации се използва понятието "фактор на мощност" (λ , Power factor), който отчита хармоничните изкривявания, а соз φ не се използва. Затова е необходимо върху маркировката на електронната пуско-регулираща апаратура (ЕПРА) да присъства означението на λ . В практиката мрежовото напрежение се доближава до синусоидална форма. В този случай консумираната мощност е: $P = U_{\rm N}.I_{\rm N}.\cos\varphi$, където $I_{\rm N}$ е основния хармоник на входния ток.

Забележка: С U_N и I_N са означени съответно ефективните стойности на захранващото напрежение и входния за електрическата верига ток.

Това означава, че I_N е определящ за тази мощност. Висшите хармоници на входния ток не оказват влияние върху мощността на лампата и баласта. Но те дават своя дял върху загубите на мощност в проводниците и това влияе при определянето на минималното сечение на електрическите инсталации. Ако формата на захранващото напрежение не е чисто синусоидална, то допълнително мощност ще се разсейва в лампата и в активното съпротивление на баласта. В практиката при високочестотните лампови вериги соз φ е в интервала [0.93÷1]. Ъгълът на дефазиране между захранващото напрежение и входния ток и общите хармонични изкривявания са от ключово значение при определяне фактора на мощност λ . Ако мрежовото напрежение е синусоидално, то той се определя от израза:

$$\lambda = \frac{\cos\varphi}{\sqrt{1 + THD^2}},$$

където *THD* е коефициент на хармонични изкривявания.

Това означава, че електрическите вериги с различни $\cos \phi$ могат да имат еднакъв фактор на мощност.

Настоящата статия е структурирана както следва. В параграф 2 е дефиниран проблема, свързан с влошаване на коефициента на мощността в електрическата верига при включване на дросел последователно на анализираната разрядна лампа. В параграф 3 е представено решение за повишаване на соз φ чрез включване на компенсиращ кондензатор C_k в електрическата верига. В параграф 4 са построени векторните диаграми на захранващото напрежение и токовете съответно в некомпенсираната и в компенсираната електрическа верига. Методиката за изчисляване на стойността на капацитета на C_k , гарантираща желана стойност на соз φ , е представена в параграф 4. На тази основа в параграф 5 са определени необходимите стойности на C_k за различни модели НЛВН, МХЛ и ЛЛ. Статията завършва със заключителни бележки и конкретни препоръки относно избора на кондензатор с желана стойност от списък с произвеждани кондензатори със стандартен капацитет.

2. Дефиниране на проблема

Електрическата схема на работа на системата газоразрядна лампа + електромагнител дросел с индуктивност *L* е показна на фиг.1а.



Фиг.1.а. Схема на системата газоразрядна лампа + дросел – без компенсация

Очевидно е, че в този случай токът през лампата и този през източника на променливо електродвижещо напрежение $e(t) = u_N(t) = u_{Nm}.\sin(\omega t + \psi_{u_N})$, V са равни, т.е. $i_L(t) = i_N(t) = i_{Nm}.\sin(\omega t + \psi_{u_N})$, A.

Нека фазовата разлика между $u_N(t)$ и $i_N(t)$ е означена с $\varphi = \psi_{u_N} - \psi_{i_N}$.

Еквивалентната електрическа верига в комплексна форма има вида:



Фиг.1.б. Еквивалентна комплексна схема на системата разрядна лампа + електромагнитен дросел – без компенсация

В този случай балансът на комплексните мощности във веригата ще има вида (фиг.1.в), където:

$$\dot{S}_{\Gamma} = \dot{S}_{\kappa}; \ S_{\Gamma}.e^{j\varphi} = \dot{S}_{\Gamma} = \dot{S}_{\kappa} = P_{\kappa} + jQ_{\kappa};$$

*U*_{*N*} - ефективна стойност на захранващото напрежение;

- *I*_{*N}</sub> ефективна стойност на тока в електрическата верига;</sub>*
- *P*_л активна мощност, изразходвана в лампата;
- $Q_{\rm L}$ реактивна мощност, отделена в дросела.

$$U_N J_N e^{j\varphi} = P_{j} + jQ_L, \qquad (1)$$



Забележка: Лампата може да се разглежда като активно съпротивление със стойност ($250 \div 300$) Ω , но тъй като и дроселът има активно съпротивление, което е много по-малко от това на лампата, то с R_{π} ще отчита сумарното съпротивление от двете, което не зависи от стойността на компенсиращия кондензатор и не влияе върху соз φ съответно в некомпенсираната и в компенсираната електрическа верига.

От (1) следва, че

$$tg\,\varphi = \frac{Q_L}{P_{\pi}}\,,\tag{1a}$$

респ.

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + tg^2\,\varphi}}\,.\tag{16}$$

Забележка: Изчисленият посредством зависимостите (1а) и (1б) ъгълът φ ще бележим с φ_e (естествен), което ще означава, че е определен на базата експериментални измервания.

В практиката $0.3 \le \cos \varphi \le 0.6$, което е в резултат на загубите на реактивна мощност Q_L в дросела. За да се подобри коефициента на мощността, трябва да се намали $tg \varphi$ (ф-ла (1а)), а това може да се постигне чрез намаляване на числителя на дробта от зависимостта (1а), тъй като $tg \varphi$ е растяща функция. Т.е. трябва да се компенсира отделената в дросела реактивна мощност Q_L , което може да се постигне чрез включване на компенсиращ кондензатор във веригата [1, 2].

3. Подобряване на коефициента на мощността чрез включване на компенсиращ кондензатор

Електрическата схема на работа на системата газоразрядна лампа + електромагнител дросел с индуктивност L и компенсиращ кондензатор C_k за подобряване на коефициента на мощността във веригата е показна на фиг.2а.



Фиг. 2а. Схема на системата (газоразрядна лампа + електромагнитен дросел) – с компенсация

Еквивалентната електрическа верига в комплексна форма има вида:



Фиг. 2б. Еквивалентна комплексна схема на системата (газоразрядна лампа + електромагнитен дросел) – с компенсация

В този случай балансът на комплексните мощности във веригата е:

$$S_{\Gamma} = S_{\kappa}$$

$$S_{\Gamma} \cdot e^{j\varphi} = \dot{S}_{\Gamma} = \dot{S}_{\kappa} = P_{\kappa} + jQ_{\kappa}$$

$$U_{N} \cdot I_{N} \cdot e^{j\varphi} = P_{\pi} + jQ_{L} - jQ_{C} = P_{\pi} + j(Q_{L} - Q_{C}), \qquad (2)$$

откъдето следва, че

$$tg\,\varphi = \frac{Q_L - Q_C}{P_{\pi}},\tag{2a}$$

респ.

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + tg^2\,\varphi}}\,.\tag{26}$$

Забележка: Изчисленият посредством формули (2а) и (2б) ъгъл φ ще бележим с φ_{∞} (желан). Той гарантира предварително зададен (желан) коефициент на мощността – например: $\cos \varphi_{\infty} = 0.95$.

От зависимостите (1а) и (2а) следва, че

$$tg \, \varphi_{\mathcal{H}} < tg \, \varphi_{e}$$

и тъй като *tg* е растяща функция, може да се запише:

$$\varphi_{\mathcal{H}} < \varphi_{e}$$

Но соѕ е намаляваща функция, следователно:

$$\cos \varphi_{\mathcal{H}} > \cos \varphi_{e}$$
.

Забележка: За всяка електрическа верига е изпълнено $0^{\circ} < \phi < 90^{\circ}$ (респ. $0 < \cos \phi < 1$), за който са в сила и горепосочените твърдения.

4. Векторни диаграми на токовете в некомпенсираната и в компенсираната електрическа верига

Векторните диаграми на токовете в електрическите вериги от фиг.1а и фиг.2.а показват дефазирането на величините една спрямо друга и по-специално намаляването на ъгъла φ_e до $\varphi_{\mathcal{H}}$ (дефазирането между синусоидите на захранващото променливо напрежение и захранващия ток от източника).

4.1. Електрическа верига без компенсация

Параметрите на показната на Фиг.1.б електрическа верига са следните:

$$\dot{U}_{N} = u_{Nm} e^{j\psi_{uN}} = U_{N} e^{j\psi_{uN}}, \qquad Z_{L} = j\omega L, \qquad Z_{R_{\pi}} = R_{\pi}.$$

На тази основа се определя комплексната стойност на тока във веригата, като:

$$\dot{I}_{N} = \dot{I}_{L} = \frac{\dot{U}_{N}}{Z_{L} + Z_{R_{\pi}}} = \frac{U_{N} \cdot e^{j\psi_{u_{N}}}}{R_{\pi} + j\omega L} = \frac{U_{N}}{\sqrt{R_{\pi}^{2} + \omega^{2}L^{2}}} \cdot \frac{e^{j\psi_{u_{N}}}}{e^{jarctg(\omega L/R_{\pi})}} = \frac{U_{N}}{\sqrt{R_{\pi}^{2} + \omega^{2}L^{2}}} \cdot e^{j\left(\psi_{u_{N}} - \varphi_{e}\right)}$$
(3)

Забележка: За опростяване на анализа без да се намалява всеобщността на изследванията се приема, че $\psi_{u_N} = 0^{\circ}$. В противен случай диаграмата се завърта на ъгъл ψ_{u_N} спрямо началото на координатната система.

Следователно, окончателният израз за тока през веригата добива вида:

$$\dot{I}_{N} = I_{N} \cdot e^{j\psi_{i_{N}}} = \frac{U_{N}}{\sqrt{R_{j_{n}}^{2} + \omega^{2}L^{2}}} \cdot e^{-j\varphi_{e}} \,.$$
(3a)

Съответната векторна диаграма е показана на фиг.3.





4.2. Електрическа верига с компенсация

Параметрите на показната на фиг.2.6 електрическа верига са същите както тези от веригата без компенсация с единственото допълнение на компенсиращ кондензатор C_k . В този случай част от общия ток \dot{I}_N протича през него и токът през лампата се ограничава, т.е.

$$\dot{I}_{c} = \frac{\dot{U}_{N}}{Z_{c}} = \frac{U_{N} \cdot e^{j\psi_{u_{N}}}}{-j\frac{1}{\omega C_{k}}} = U_{N} \cdot \omega C_{k} \cdot \frac{e^{j\psi_{u_{N}}}}{e^{-j90^{\circ}}} = U_{N} \cdot \omega C_{k} \cdot e^{j(\psi_{u_{N}} + 90^{\circ})}.$$
(4)

Отново, използвайки допускането за $\psi_{u_N} = 0^{\circ}$, обосновано с предхождащата забележка, се получава:

$$\dot{I}_{c} = I_{c} \cdot e^{j\psi_{c}} = U_{N} \cdot \omega C_{k} \cdot e^{j90^{\circ}}.$$
(4a)

Съответно за тока през лампата се получава:

$$\dot{I}_{L} = \frac{\dot{U}_{N}}{Z_{L} + Z_{R_{\pi}}} = \frac{U_{N} \cdot e^{j\psi_{u_{N}}}}{R_{\pi} + j\omega L} = \frac{U_{N}}{\sqrt{R_{\pi}^{2} + \omega^{2}L^{2}}} \cdot \frac{e^{j\psi_{u_{N}}}}{e^{jarctg(\omega L/R_{\pi})}} = \frac{U_{N}}{\sqrt{R_{\pi}^{2} + \omega^{2}L^{2}}} \cdot e^{j(\psi_{u_{N}} - \varphi_{e})}, \quad (5)$$

$$\dot{I}_{L} = I_{L} \cdot e^{j\psi_{i_{L}}} = \frac{U_{N}}{\sqrt{R_{I}^{2} + \omega^{2}L^{2}}} \cdot e^{-j\varphi_{e}}.$$
(5a)

Тогава изразът за общия ток добива вида:

$$\dot{I}_{N} = \dot{I}_{C} + \dot{I}_{L} = U_{N} \cdot \omega C_{k} \cdot e^{j90^{\circ}} + \frac{U_{N}}{\sqrt{R_{J}^{2} + \omega^{2}L^{2}}} \cdot e^{-j\varphi_{e}}, \qquad (6)$$

 $\dot{I}_{N} = I_{N} \cdot e^{-j\varphi_{\mathcal{K}}}, \ \varphi_{\mathcal{K}} < \varphi_{e}.$ (6a)

Съответната векторна диаграма е показана на фиг.4.



Фиг.4. Векторна диаграма на захранващото напрежение и тока в електрическата верига с компенсация

5. Определяне на капацитета на компенсиращия кондензатор

От фиг.4 се вижда, че при включване на компенсиращ кондензатор в електрическата верига (съгласно схемата на фиг.2) се получава по-малък ъгъл на дефазиране $\varphi_{\mathcal{H}}$ между входното напрежение и общия ток във веригата в сравнение с този φ_e – за веригата без компенсация, т.е.

$$\varphi_{e} < \varphi_{xe} \Leftrightarrow \cos \varphi_{xe} > \cos \varphi_{e}. \tag{7}$$

Максимална компенсация се постига при $\cos \varphi_{\infty} = 1$ (респ. $\varphi_{\infty} = 0^0$), което е изпълнено тогава и само тогава, когато са равни отсечките:

$$\left|OD\right| = \left|AE\right|,\tag{8}$$

$$\begin{vmatrix} OD \\ = |BE| = I_c \\ |AE| = I_N . \sin \varphi \quad (\text{or } \Delta OCA)' \end{cases}$$
(86)

откъдето се получава

$$I_c = I_N . \sin \varphi \,. \tag{8b}$$

Аналитичният израз за $\cos \varphi_{w}$ (фиг.4), определен от правоъгълния ΔOBA , е следния:

$$tg \varphi_{xc} = \frac{|AB|}{|OA|} = \frac{|AE| - |BE|}{|OA|} \stackrel{\Delta OEA}{=} \frac{|OE| \cdot \sin \varphi_e - |OD|}{|OE| \cdot \cos \varphi_e} = \frac{I_L \cdot \sin \varphi_e - I_C}{I_L \cdot \cos \varphi_e} \cdot \frac{U_N}{U_N} = \frac{(I_L \cdot \sin \varphi_e - \omega C_k \cdot U_N) \cdot U_N}{P_T}$$

$$HO \qquad \qquad \omega = 2\pi f \quad \Rightarrow \ tg \varphi_{xc} = \frac{(I_L \cdot \sin \varphi_e - 2\pi f \cdot C_k \cdot U_N) \cdot U_N}{P_T}, \tag{9a}$$

HO

откъдето

$$\cos\varphi_{x} = \frac{1}{\sqrt{1 + tg^2 \varphi_x}}.$$
(96)

 P_{r}

Балансът на комплексните мощности за некомпенсираната и за компенсираната електрическа верига от фиг.1 и фиг.2 има вида:

$$\dot{S}_{\Gamma}^{\text{HeKOMIN.}} = P_{JI} + jQ_{L} \tag{10a}$$

$$\dot{S}_{\Gamma}^{\text{KOMIN.}} = P_{\pi} + jQ_{L} - jQ_{C}.$$
(106)

След проектиране на комплексното уравнение (10б) върху ординатната ос на комплексната равнина се получава следната зависимост, в която участват само реални величини: $P_{\Gamma} tg \varphi_{\pi} = P_{\Gamma} tg \varphi_{e} - Q_{C}$ (11a)

$$Q_{c} = P_{\Gamma} tg \,\varphi_{e} - P_{\Gamma} tg \,\varphi_{\mathcal{M}} \tag{116}$$

$$X_{c} I_{c}^{2} = P_{\Gamma} \left(tg \, \varphi_{e} - tg \, \varphi_{\omega} \right) \tag{11b}$$

$$P_{\Gamma} \cdot \left(tg \, \varphi_{e} - tg \, \varphi_{\infty} \right) = X_{c} \cdot \frac{U_{N}^{2}}{X_{c}^{2}} = \frac{U_{N}^{2}}{X_{c}} = \frac{U_{N}^{2}}{\frac{1}{\omega C_{k}}} = U_{N}^{2} \cdot \omega C_{k} = U_{N}^{2} \cdot 2\pi f \, C_{k}$$
(11r)

$$C_{k} = \frac{P_{\Gamma} \cdot \left(tg \,\varphi_{e} - tg \,\varphi_{\omega} \right)}{2\pi f \, U_{N}^{2}} .10^{6}, \ \mu F \, . \tag{11}$$

6. Изчисляване на С_к за различни модели НЛВН, МХЛ и ЛЛ

Прилагайки разгледаната в предходния параграф методика за намиране на необходимата стойност на компенсиращ кондензатор, включен в електрическата верига от фиг.2, са анализирани различни модели НЛВН, МХЛ и ЛЛ при захранващо напрежение с ефективна стойност $U_N = 230$ V. За всеки от тях е изчислен C_k посредством зависимостта (11) при $\cos \varphi_{\infty} = 0.95$. Параметрите на анализираните газоразрядни лампи са взети от каталожни данни на фирми производители на светлинни източниците [3]. Получените резултати за всеки компенсиращ кондензатор с необходимия капацитет C_k , както и за съответните му стойности, получени като отклонения от -/+ 10 % от него, са дадени в Табл.1, Табл.2 и Табл.3. Последните са изчислени поради необходимостта от включване на реален кондензатор в електрическата верига, който се избира от набор от кондензатори с номинална стойност и с допустимо отклонение -/+ 10 % от нея съгласно [4].

Вид лампа	P _r , W	Р _л , W	І л, А	cos(φ _e), -	cos(φ _ж), -	C _κ , μF	С _к ., µF (-10% от С _к)	cos(φ _{k-}), -	С _{к+} , µF (+10% от С _к)	cos(φ _{k+}), -
око	62	50	0.77	0.35	0.95	17.52	15.76	0.87	19.27	0.99
і вис	82	70	0.98	0.36	0.95	22.03	19.83	0.87	24.23	0.99
ампи гане	115	100	1.2	0.41	0.95	25.65	23.09	0.88	28.22	0.98
зи лг наля	170	150	1.8	0.41	0.95	38.72	34.85	0.88	42.59	0.99
риен	275	250	3	0.39	0.95	65.31	58.78	0.88	71.84	0.99
Нат	450	400	4.4	0.44	0.95	91.33	82.19	0.89	100.46	0.98

Таблица 1. Изследване на НЛВН 50, 70, 100, 150, 250, 400 W

Таблица 2. Изследване на МХЛ 70, 100, 150, 250, 400, 1000 *W*

Вид лампа	P _r , W	Р _л , W	І л, А	cos(φ _e), -	cos(φ _ж), -	C _κ , μF	С _к ., µF (-10% от С _к)	cos(φ _{k-}), -	С _{к+} , µF (+10% от С _к)	cos(φ _{k+}), -
ИШИ	89	70	1	0.38	0.95	22.01	19.81	0.88	24.21	0.99
и лал	115	100	1.1	0.45	0.95	22.58	20.32	0.89	24.84	0.98
енни	170	150	1.8	0.41	0.95	38.72	34.85	0.88	42.5958	0.99
топсе	275	250	3	0.39	0.95	65.31	58.78	0.88	71.84	0.99
гал-х	420	400	3.8	0.48	0.95	75.66	68.09	0.90	83.23	0.98
Me	1065	1000	9.5	0.48	0.95	187.57	168.81	0.90	206.32	0.98

Таблица 3.	Изследване на	ЛЛ	18,	36,	58	W
------------	---------------	----	-----	-----	----	---

Вид лампа	P _r , W	Р _л , W	І л, А	cos (φ _e), -	cos(φ _ж), -	С _к , μF	С _к ., µF (-10% от С _к)	cos(φ _{k-}), -	С _{к+} , µF (+10% от С _к)	cos(φ _{k+}), -
цен- ПИ	30	18	0.37	0.35	0.95	8.40	7.56	0.87	9.24	0.99
инис) и лам	46	36	0.43	0.46	0.95	8.72	7.84	0.89	9.59	0.98
Лум тні	71	58	0.67	0.46	0.95	13.65	12.29	0.89	15.02	0.98

7. Заключение

След въвеждане в РБългария захранващо напрежение с ефективна стойност 230V възниква необходимост от изчисляване на стойността на капацитета на компенсиращия кондензатор. В настоящата статия се предоставят данни за изчислени необходими стойности на C_k за различни модели НЛВН, МХЛ и ЛЛ. Определени са и съответни интервали на отклонение от тези стойности

(-/+ 10 %) с цел избор на кондензатор с допустим капацитет от произвеждани кондензатори със стандартен капацитет с допустим толеранс (-/+ 10 %) от него. Максимална компенсация се постига при фактор на мощност $\lambda = 1$. Но този резултат е само теоретичен и посочените векторни диаграми са валидни единствено при отчитане наличието само на основен хармоник в изследваната електрическа верига. На практика обаче вследствие изкривяване на формата на тока през лампата и наличието на висши хармоници в напрежението върху нея, максималната реална стойност на фактора на мощност е λ между [0.95÷0.98]. Това обяснява разликата между λ и соз φ . По тази причина в изчисленията теоретично соз φ е 1, но в действителност факторът на мощност $\lambda < 1$.

От направените изчисления за стойността на соз φ при допустимото отклонение на капацитета на кондензатора -/+ 10 % се вижда, че схемите с различни по мощност лампи ще работят с $0.9 < \cos \varphi < 1$.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Sturm C.H., E. Klein Betriebsgeräte und Shaltungen für elektrische Lampen. München, Siemens AG. 1992.

[2] Иванов З. А., Пускорегулиращи апарати за разрядни лампи, ТУ - София, 2003. ISBN 954-998-347.

[3] www.philips.com, www.osram.com, www.gelighting.com/eu

[4] www.conis-bg.com

Автори: Симона Петракиева, доц. д-р - катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *petrakievas-te@tu-sofia.bg*; Галя Георгиева-Таскова, ас. - катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, Email address: *gvgt@tu-sofia.bg*; Захари Иванов, доц. д-р - катедра ЕСЕО, Електротехнически факултет, Технически Университет - София, E-mail address: *zai@tusofia.bg*

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент Проф. д-р Валери Младенов


МОДЕЛИРАНЕ И СИМУЛАЦИЯ НА ВЕРИГИ ПРИ ОБУЧЕНИЕТО ПО ДИСЦИПЛИНАТА "ВЕРИГИ И СИГНАЛИ"

Иван Табахнев, Снежана Терзиева, Симеон Владов

Резюме: В доклада е продължена идеята за обогатяване и допълване на упражненията по дисциплината "Вериги и сигнали", която се преподава на магистри в Електротехнически факултет. Предложението е вериги от първи ред да се свържат верижно и да се разгледат различни варианти за анализ. В първия случай се намират диференчното уравнение, схемата на съответната цифрова верига и предавателната й функция (ПФ) в z-областта. При втория, за всеки от аналоговите прототипи се получават съответните цифрови схеми, свързват се верижно и отново се намира ПФ в z-областта. Симулация с МАТLAB визуализира амплитудно-честотната и фазово-честотната характеристики в s-областта и z-областта.

Ключови думи: обучение, аналогови и цифрови вериги, четириполюсници, MATLAB

MODELING AND SIMULATION OF ELECTRIC CIRCUITS FOR EDUCATION ON THE SUBJECT "CIRCUITS AND SIGNALS"

Ivan Tabahnev, Snejana Terzieva, Simeon Vladov

Abstract: The idea for improving the quality and supporting the seminars for the MSc students of Electrical Engineering, Electronics and Automation on the subject "Circuits and Signals" has been continued in this paper. First-order analogue circuits are cascade connected and different variants for their analysis are considered. First, after their cascade connection, the difference equations, the topology of the corresponding digital circuits, and their transfer functions in z-domain are found. Secondly, for each basic analogue prototype the corresponding cascade connected digital circuits are obtained. The transfer function in z-domain is obtained again. Simulations in the MATLAB environment visualize the amplitude-frequency and the phase-frequency responses in both s-domain and z-domain.

Keywords: education, analogue and digital circuits, two-ports, MATLAB

1. Въведение

Дисциплината "Вериги и сигнали" е включена в учебния план на магистърския курс от професионалното направление "Електротехника, електроника и автоматика", специалност "Електротехника и електрообзавеждане". В учебната програма са обхванати раздели от анализа и синтеза на аналогови и цифрови вериги.

Необходимостта от изучаване на цифровите вериги е породена от широкото им приложение в много области на съвременния живот и те успешно заместват техни аналогови предшественици. Неоспоримо е тяхното предимство в системите за пренасяне и обработка на сигнали, както и при системите за релейна защита на електротехнически обекти.

Целта на настоящата работа е да се анализират аналогови вериги, разглеждани като четириполюсници и техните цифрови еквиваленти. След определяне на аналоговите предавателни функции (ПФ), те се дискретизират и се намират ПФ в z-областта. От намерените аналитични модели се синтезират съответните цифрови вериги. След симулация на моделите с MATLAB се визуализират амплитудно-честотни и фазово-честотни характеристики.

2. Теоретична постановка

Получаването на аналогови и цифрови вериги от по-висок ред може да се реализира чрез определен начин на свързване между вериги от нисък ред. При верижно (каскадно) свързване на аналогови прототипи за анализа на новата верига могат да се използват както методи, основани на законите на Кирхоф и Ом, така и теорията на четириполюсниците. И в двата случая се търси ПФ по напрежение. Тя се определя като отношение на операторните образи на изходното $U_2(s)$ към входното напрежение $U_1(s)$ след прилагане на трансформацията на Лаплас

$$H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{\sum_{k=0}^{p} a_k s^k}{\sum_{k=0}^{q} b_k s^k},$$
(1)

където a_k и b_k са коефициенти, които зависят от елементите на веригата.

От теорията на четириполюсниците е известно, че матрицата на коефициентите на еквивалентния пасивен четириполюснк [A] е равна на произведението от $[A]_k$ -матриците на съставните пасивни четириполюсници на верижното съединение [1]. От първото уравнение на A-предавателната система уравнения, записана в операторен вид

$$U_1(s) = AU_2(s) + BI_2(s)$$
(2)

при прекъсване на изхода $Z_T(s) \rightarrow \infty$ за съответната предавателна функция се получава

$$H_{\infty}(s) = \lim_{Z_T(s) \to \infty} H(s) = \frac{1}{A},$$
(3)

където А е съответният коефициент на еквивалентната [А]-матрица.

Предавателните функции позволяват да се определят амплитудно-честотната характеристика - $H(\omega)$ и фазово-честотната характеристика - $\varphi(\omega)$, като се замести Лапласовата променлива *s* с комплексната честота $j\omega$

$$H(j\omega) = H(\omega).e^{j\varphi(\omega)}.$$
(4)

За преминаване от аналогови вериги прототипи към цифрови е необходима еквивалентна замяна на непрекъснатото време t с дискретно nT и на диференциалните уравнения с диференчни при спазване на определени условия [2,3]. Общият вид на линейно диференчно уравнение е

$$y(n) = \sum_{k=0}^{p} a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^{q} b_k y(n-k), p \le q,$$
(5)

където x(n) е цифров входен сигнал, y(n) - цифров изходен сигнал, a_k и b_k са коефициенти, които зависят от елементите на веригата.

При прилагане на правото z-преобразуване върху уравнение (5) се получава образът му в комплексната честотна z-област [4]

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{p} a_k X(z) z^{-k} - \sum_{k=1}^{q} b_k Y(z) z^{-k} .$$
(6)

Предавателната функция на цифровата верига е

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^{p} a_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^{q} b_k z^{-k}}.$$
(7)

Схемната реализация на търсената цифрова верига може да се намери както директно от уравнения (5) и (6), така и след верижното свързване на схемите на съставящите цифрови вериги от нисък ред. При верижно свързване общата ПФ е произведение от ПФ на съставящите звена [5]

$$H(z) = \prod_{k=1}^{n} H_{k}(z).$$
 (8)

Амплитудно-честотната и фазово-честотната характеристики се получават като в дискретната ПФ z се замени с $e^{j\omega}$. Особеност на двете характеристики при цифровите вериги е, че те са периодични функции на честотата, като първата е винаги четна, а втората е нечетна функция на честотата.

3. Модели на цифрови вериги по зададени аналогови прототипи 3.1. Нискочестотен (НЧ) филтър от първи ред

На фиг.1 е показана схемата на пасивен НЧ филтър от първи ред с входен сигнал x(t) и изходен сигнал y(t).

При анализа на веригата се използват законът на Ом и вторият закон на Кирхоф в диференциален вид [6]. След дискретизация на непрекъснатите сигнали, диференциалното уравнение, описващо работата на филтъра се преобразува в диференчно [7]:

$$y(n) = a_0 x(n) + b_1 y(n-1),$$
(9)

където $a_0 = \frac{T}{RC+T}, \quad b_1 = \frac{RC}{RC+T}.$



На фиг.2 е показана структурната схема на цифров филтър, чиято работа се описва с уравнение (9).

Уравнението в z-областта и ПФ на получения цифров филтър имат вида:

$$Y(z) = a_0 X(z) + b_1 z^{-1} Y(z)$$
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_0}{1 - b_1 z^{-1}}.$$

3.2. Високочестотен (ВЧ) филтър от първи ред

Схемата на пасивен ВЧ филтър от първи ред е показана на фиг.3.



Съответният цифров еквивалент, чиято схема е показана на фиг.4, се описва със следното диференчно уравнение:

$$y(n) = a_0 x(n) - a_1 x(n-1) + b_1 y(n-1),$$
с коефициенти $a_0 = a_1 = b_1 = \frac{RC}{T + RC}$.

Уравнението в z-областта и ПФ на получения цифров филтър имат вида:

$$Y(z) = a_0 X(z) - a_1 z^{-1} X(z) + b_1 z^{-1} Y(z)$$
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_0 - a_1 z^{-1}}{1 - b_1 z^{-1}}.$$

3.3. Верижно свързване

На фиг.5 е показано верижното свързване на двете звена от първи ред.



Изведени са изрази за диференчното уравнение, съответното уравнение в z-областта и ПФ на еквивалентната цифрова верига:

$$y(n) = a_0 x(n) - a_1 x(n-1) + b_1 y(n-1) - b_2 y(n-2)$$
(10)

с коефициенти

$$a_{0} = a_{1} = \frac{R_{2}C_{2}T}{R_{1}R_{2}C_{2} + (R_{1}C_{1} + R_{1}C_{2} + R_{2}C_{2})T + T^{2}}$$

$$b_{1} = \frac{2R_{1}R_{2}C_{2} + (R_{1}C_{1} + R_{1}C_{2} + R_{2}C_{2})T}{R_{1}R_{2}C_{2} + (R_{1}C_{1} + R_{1}C_{2} + R_{2}C_{2})T + T^{2}}$$
(11)

$$b_2 = \frac{R_1 R_2 C_2}{R_1 R_2 C_2 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2)T + T^2}$$

$$Y(z) = a_0 X(z) - a_1 z^{-1} X(z) + b_1 z^{-1} Y(z) - b_2 z^{-2} Y(z)$$
(12)

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_0 - a_1 z^{-1}}{1 - b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}.$$
(13)

Изведените резултати показват, че полученият цифров модел съответства на лентов филтър от втори ред [8]. Структурната схема на филтъра е показана на фиг.6.

На фиг.7 е дадено верижното свързване на цифровите еквиваленти на НЧ и ВЧ филтри от първи ред.



Предавателната функция на верижно свързани звена е произведение от съответните им ПФ:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = H_1(z) \cdot H_2(z) = \frac{a_0}{1 - b_1 z^{-1}} \cdot \frac{a_0 - a_1 z^{-1}}{1 - b_1 z^{-1}} = \frac{a_0 a_0 - a_0 a_1 z^{-1}}{1 - (b_1 + b_1) z^{-1} + b_1 b_1 z^{-2}} = \frac{a_0 - a_1 z^{-1}}{1 - b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}.$$
(14)

Получената дискретна ПФ е еквивалентна на израз (13), което показва, че съответства на лентов филтър от втори ред, чиято схема е дадена на фиг.6. Уравнението в z-областта и съответното диференчно уравнение имат аналогичен вид на изведените изрази (12) и (10). Коефициентите в (14) са

$$a_0 = a_0 a_0^{"}$$
 $b_1 = b_1^{'} + b_1^{'}$
 $a_1 = a_0 a_1^{"}$ $b_2 = b_1 b_1^{"}$

4. Резултати от симулацията на моделите

Конкретните данни за параметрите на елементите на изходните вериги от фиг.1 и фиг.3 са $R = 1k\Omega$ и $C = 1\mu F$. За веригата от фиг.5 са изпълнени условията $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$.

Ако веригата се разгледа като верижно свързване на два четириполюсника (Гзвена), то еквивалентната [A]-матрица в s-областта е произведение от $[A]_k$ матриците на двете звена

$$[A] = [A]_{1} \cdot [A]_{2} = \begin{bmatrix} 1 + sR_{1}C_{1} & R_{1} \\ sC_{1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 + \frac{1}{sR_{2}C_{2}} & \frac{1}{sC_{2}} \\ \frac{1}{R_{2}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

Предавателната функция на веригата съгласно (3) ще има вида

$$H(s) = \frac{1}{A} = \frac{R_2 C_2 s}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2) s + 1}.$$
 (15)

Ако за веригата от фиг.5 се запишат уравнения чрез законите на Кирхоф и се използва операторният метод, от (1) след преобразувания за ПФ H(s) се получава отново уравнение (15), т.е. отношение на полиноми, подредени по степените на s. При изчислени коефициенти на полинома в числителя и в знаменателя се използва МАТLAB [9] за намиране на честотните характеристики. За целта първо се определя ПФ в комплексен вид $H(j\omega)$ с командата *freqs*, която има следния синтаксис

$$H = freqs(num, den, w),$$

където *пит* и *den* са вектори с коефициентите a_k и b_k - (1), а *w* е векторът на кръговата честота. Амплитудно-честотната характеристика (AFR) се изчислява с командата *abs*(*H*), а фазово-честотната (FFR) – с *angle*(*H*). Резултатите от симулацията са дадени на фиг.8.а и фиг.8.б.



Дискретната ПФ H(z), израз (13), също е отношение на два полинома, но подредени по степените на z. С коефициентите, изчислени от (11) се намира дискретната честотна характеристика чрез замяната на z с $e^{j\omega}$. Нейният модул е амплитудно-честотната, а аргументът – фазово-честотната характеристика. В програмната среда на MATLAB за намиране на тези характеристики се използва командата *freqz*, чийто синтаксис е аналогичен на този на командата *freqs*. Резултатите от симулацията са дадени на фиг.9.а и фиг.9.б.



5. Заключение

Предложените два варианта за получаване на цифрови вериги от техните аналогови прототипи показват взаимната връзка между дисциплините "Теоретична електротехника" и "Вериги и сигнали". Получаването на предавателните функции при верижно свързване на аналогови вериги от първи ред, първо чрез законите на Кирхоф и след това чрез теорията на четириполюсниците, дава възможност за избор на методика при анализа на даден проблем и проверка на получения резултат. При анализа на цифровите вериги чрез предложените два начина – от израза за диференчното уравнение на верижно свързаните аналогови прототипи и от верижното свързване на цифровите еквиваленти, се установява, че аналитичният вид на предавателната функция не се променя.

Получаването на честотните характеристики с програмния продукт MATLAB помага за онагледяване на аналитично изведените зависимости и осмисляне на връзките между s-областта и честотната област, и z-областта и дискретната честотна област.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Hayt W. H., Kemmerly Jr. Jack E., *Engineering circuit analysis*, McGraw-Hill Inc., 1993.

[2] Baher H., Analog and digital signal processing, John Wiley&Sons, 1992.

[3] Oppenheim A. V., Schafer R. W., Buch J. R., *Discrete – time signal processing*, Prentice-Hall Signal Processing Series, 1999.

[4] Доневски Б., *Математически методи за цифрова обработка*, ТУ-София, 2006.

[5] Пенев Р., *Ръководство за лабораторни и аудиторни упражнения по сигнали и системи*, ТУ-София, 1999.

[6] Брандиски К., Георгиев Ж., Младенов В., Станчева Р., Учебник по Теоретична електротехника, ч. I, София, 2005.

[7] Terzieva S., Tabahnev I., Vladov S., *An application of MATLAB and OrCad PSpice for the education of the subject "Circuits and signals" - Part I*, Proceedings of 9-th Summer School "Advanced aspects of theoretical electrical engineering", Sozopol'12, 2012, pp. 227-233.

[8] Terzieva S., Tabahnev I., Vladov S., *An application of MATLAB and OrCad PSpice for the education of the subject "Circuits and signals" - Part II*, Proceedings of 9-th Summer School "Advanced aspects of theoretical electrical engineering", Sozopol'12, 2012, pp. 234-240.

[9] Лазарев Ю., *Моделирование процесов и систем в МАТLAB*, Питер, Киев, 2005.

Автори: Иван Табахнев, гл. ас. - катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *tabahnev@tusofia.bg*; Снежана Терзиева, доц. д-р- катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ster19@tusofia.bg*; Симеон Владов, доц. д-р - катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ster19@tusofia.bg*; Симеон Владов, доц. д-р - катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент доц. дтн С. Вичев



МОДЕЛИРАНЕ НА ПРОИЗХОДА НА ВИСШИ ХАРМОНИЦИ В РЕГУЛИРУЕМИ ТРИФАЗНИ СИСТЕМИ С КОМПЕНСАЦИЯ НА РЕАКТИВНАТА МОЩНОСТ

Атанас Червенков, Тодорка Червенкова

Резюме: Разглеждат се трифазни системи с комутируеми източници на захранване, нелинейни товари, капацививни компенсатори на реактивна мощност и децентрализирани източници на електроенергия, включващи възобновяеми източници като ветрогенератори и фотоволтаици, в които възникват висши хармоници на токовете. Извършен е хармоничен анализ на несиметричната трифазна система и са получени аналитични изрази за токовете в трите фази. Създаден е модел на трифазната система, който е изследван във времевата област. Изследвани са няколко средства за елиминиране на висшите хармоници.

Ключови думи: хармоници, трифазни системи, реактивна мощност, компенсиране, моделиране.

MODELING THE ORIGIN OF HIGER HARMONICS IN ADJUSTABLE THREE-PHASE SYSTEM WITH COMPENSATION OF THE REACTIVE POWER

Atanas Chervenkov, Todorka Chervenkova

Abstract: Three-phase systems with switched power supplies, non-linear loads, capacitive compensators of reactive power and renewable energy sources like wind generators and photovoltaic, in which arise in the high harmonic currents, are considered. A harmonic analysis of asymmetric three-phase system is done and analytical expressions for the currents in the three phases are obtained. A simulation model of a three-phase system is created, which is investigated in the time domain. Several tools to eliminate harmonics are investigated.

Keywords: harmonics, three-phase system, reactive power, compensation, modeling

1. Introduction

Recently, power electronic devices are becoming widely used in industrial as well as in domestic appliances. Nonlinear loads, based on power electronic devices, such as thyristor converters with large inductance, diode rectifiers with smoothing capacitors, constitute harmonics current and voltage sources, respectively [1]. As a result, the power quality decreased due to harmonics currents (non-sinusoidal currents) flow into the distribution lines. International standards such as IEEE519 [10] and IEC 61000

recommended the implementation of harmonics damping devices, when the current/voltage waveform distortions exceed some thresholds.

Harmonic load currents are generated by all non-linear loads. These include➤ Single phase loads, e.g.:

- Switched mode power supplies (SMPS);
- Electronic fluorescent lighting ballasts;
- Small uninterruptible power supplies (UPS) units.
- ➤ Three phase loads, e.g.:
 - Variable speed drives;
 - Large UPS units.

The majority of modern electronic units use Switched mode power supplies. These differ from older units in that the traditional step-down transformer and rectifier is replaced by direct controlled rectification of the supply to charge a reservoir capacitor from which the direct current for the load is derived by a method appropriate to the output voltage and required current. The advantage – to the equipment manufacturer – is that the size, cost and weight is significantly reduced and the power unit can be made in almost any required form factor. The disadvantage – to everyone else – is that, rather than drawing continuous current from the supply, the power supply unit draws pulses of current which contain large amounts of third and higher harmonics and significant high frequency components. Single phase UPS units exhibit very similar characteristics to SMPS.

2. Analysis of harmonics

A set of values for a signal which is a continuous time, may be represented in a Fourier series

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (C_k cosk\omega t + B_k sink\omega t)$$
(1)

where the first member of Fourier series is the average value of the function period T, namely

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2)$$

while the coefficients B_k and C_k are determined by the expressions

$$C_k = \frac{2}{T} \int_0^1 f(t) \cos k\omega t dt \quad (3)$$

and

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) sink\omega t dt \quad (4)$$

Fourier series can be expressed only with respect to the sine function as follows: $f(t) = A_0 + A_k sin(k\omega t + \psi_k), \quad (5)$

where

$$A_{k} = \sqrt{B_{k}^{2} + C_{k}^{2}} \quad (6)$$
$$\psi_{k} = actg \frac{B_{k}}{C_{k}} \quad (7)$$

When the function is set graphically or is obtained experimentally, the determination of the coefficients can be performed approximately. The integrals in (2), (3) and (4) are replaced by final sums by numerical procedure using method of trapezes. In this case, the period is divided into m equal intervals.

$$A_{0} = \frac{1}{m} \sum_{p=1}^{m} f_{p} \qquad (8)$$
$$C_{k} = \frac{2}{m} \sum_{p=1}^{m} f_{p} \cos\left(kp \frac{2\pi}{m}\right) \qquad (9)$$
$$B_{k} = \frac{2}{m} \sum_{p=1}^{m} f_{p} \sin\left(kp \frac{2\pi}{m}\right) \qquad (10)$$

When we use adjustable drives, uninterruptible power supplies, single phase loads and compensation of reactive power with capacitor banks is presented, the voltages and currents have different shapes in the phases of the three-phase system - fig.1 [12]. This case creates to the asymmetry of a three-phase system.



Fig.1. Non-sinusoidal currents of three-phase system

Using the numerical procedure we find the first Fourier series in phase 1:

$$\begin{split} i_{L1}(t) &= 5.73 - 104.523 \cos \omega t + 211.858 \sin \omega t + 2.308 \cos 2\omega t - \\ &- 0.817 \sin 2\omega t + \\ &+ 1.345 \cos 3\omega t - 0.545 \sin 3\omega t + 3.274 \cos 4\omega t + + 3.05 \sin 4\omega t \\ &+ 48.612 \cos 5\omega t + 28.275 \sin 5\omega t + \cdots \end{split}$$

The second Fourier series in phase 1 has the form:

$$\begin{split} i_{L1}(t) &= 5.73 + 236.239 \sin(\omega t - 26.3^{\circ}) + 2.448 \sin(2\omega t - 70.5^{\circ}) \\ &+ 1.451 \sin(3\omega t - 67.9^{\circ}) + 4.474 \sin(4\omega t + 47^{\circ}) \\ &+ 56.237 \sin(5\omega t + 59.8^{\circ}) + 3.581 \sin(6\omega t + 6.6^{\circ}) \\ &+ 13.688 \sin(7\omega t + 1.6^{\circ}) + 5.272 \sin(8\omega t + 58.5^{\circ}) \\ &+ 3.567 \sin(9\omega t - 17.7^{\circ}) + 2.474 \sin(10\omega t + 81.6^{\circ}) \\ &+ 15.361 \sin(11\omega t - 82.4^{\circ}) + 1.328 \sin(12\omega t - 42.9^{\circ}) \\ &+ 4.989 \sin(13\omega t + 40.7^{\circ}) + 1.317 \sin(14\omega t - 44.9^{\circ}) \\ &+ 3.025 \sin(15\omega t - 88.2^{\circ}) + 1.318 \sin(16\omega t + 53.1^{\circ}) \\ &+ 5.255 \sin(17\omega t - 55.1^{\circ}) + 0.2396 \sin(18\omega t + 72.3^{\circ}) + \cdots \\ &+ 0.385 \sin(29\omega t + 36.9^{\circ}) + 1.078 \sin(30\omega t + 70.8^{\circ}) \\ &+ 1.037 \sin(31\omega t + 83.9^{\circ}) A \\ (12) \end{split}$$
The second Fourier series in phase 2 is:
 $i_{L2}(t) = 8.23 + 205.208 \sin(\omega t - 10.3^{\circ}) + 7.129 \sin(2\omega t + 7.4^{\circ}) \\ &+ 13.277 \sin(3\omega t - 10.6^{\circ}) + 5.749 \sin(6\omega t + 67.9^{\circ}) \\ &+ 9.524 \sin(7\omega t + 28.6^{\circ}) + 2.165 \sin(8\omega t + 56.6^{\circ}) \\ &+ 4.319 \sin(9\omega t + 66.2^{\circ}) + 2.979 \sin(10\omega t - 86.7^{\circ}) \\ &+ 4.319 \sin(9\omega t + 66.2^{\circ}) + 2.471 \sin(16\omega t - 20.5^{\circ}) \\ &+ 4.319 \sin(9\omega t + 62.2^{\circ}) + 2.413 \sin(14\omega t + 64.3^{\circ}) \\ &+ 4.764 \sin(13\omega t + 69.2^{\circ}) + 2.413 \sin(14\omega t + 64.3^{\circ}) \\ &+ 4.764 \sin(13\omega t + 69.2^{\circ}) + 1.7406 \sin(18\omega t + 68.5^{\circ}) \\ &+ 1.564 \sin(19\omega t + 14.5^{\circ}) + 3.962 \sin(22\omega t + 16.91^{\circ}) + \cdots \\ &+ 0.583 \sin(29\omega t + 22.6^{\circ}) + 10.723 \sin(30\omega t - 32.9^{\circ}) \\ &+ 0.480 \sin(31\omega t + 79.8^{\circ}) + A \\ (13) \\ The second Fourier series in phase 3 is respectively: \\ i_{L3}(t) = 9.88 + 187.378 \sin(\omega t - 8.9^{\circ}) + 8.667 \sin(2\omega t - 19.6^{\circ}) \\ &+ 3.294 \sin(9\omega t - 32.6^{\circ}) + 10.120 \sin(6\omega t + 69.5^{\circ}) \\ &+ 3.294 \sin(9\omega t - 33.6^{\circ}) + 4.161 \sin(10\omega t + 22.1^{\circ}) \\ &+ 3.294 \sin(9\omega t - 33.6^{\circ}) + 4.161 \sin(10\omega t + 22.1^{\circ}) \\ &+ 3.294 \sin(9\omega t - 33.6^{\circ}) + 4.161 \sin(16\omega t + 22.7^{\circ}) \\ &+ 3.294 \sin(17\omega t + 35.3^{\circ}) + 4.056 \sin(18\omega t + 42.5^{\circ}) \\ &+ 3.294 \sin(9\omega t - 33.6^{\circ}) + 4.127 \sin(14\omega t + 89.6^{\circ}) \\ &+ 3.827 \sin(12\omega t + 48.2^{\circ}) + 2.738 \sin(16\omega t + 63.2^{\circ}) \\ &+ 3.827 \sin(12\omega t + 48.2^{\circ}) + 2.738 \sin(16\omega t + 42.5^{\circ}) \\ &+ 3.847 \sin(13\omega t + 52.5^{\circ}) + 4.2738 \sin(16\omega t + 58.2^{\circ}) \\ &+ 3.847 \sin(2\omega t + 59^{\circ}) + 0.318 \sin(2\omega t + 58.2^{\circ}$

The distorted currents from the system of switched mode power supplies, non-linear load and capacitive compensator contain large amounts of harmonics. The distribution in the three phases of the system is asymmetric, but there are some common features. In all three phases simultaneously is observed the second, third, fifth, seventh and

eleventh harmonics. The harmonics with a higher number have a relatively small part of the Fourier series.

The obtained analytical expressions will be used in future works in the analysis of currents and power losses in linear conductors and the neutral conductor of the power transmission lines and analysis of magnetic fields induced by the harmonics. These magnetic fields create additional power losses in transmission lines and loads. They create harmful reverse torques in the rotating electrical machines, thereby we have reducing their effective work.

3. Model of non-sinusoidal 3 phase systems and numerical simulation

The model of 3 phase system is shown in fig.2. It consist of regulated sinusoidal source, that can be switched power supplies, wind generator or photovoltaic with regulator of voltage, linear transmission line, linear or non-linear load and capacitive compensator of reactive power.



Fig.2. Model of non-sinusoidal 3 phase system

For the each single phase of 3 phase system we carried out simulation testing (using PSpice) for non-sinusoidal current source. The composition of the source is made on basis of the Fourier series (12), (13) and (14). The model of non-sinusoidal 3 phase system is shown in fig.3.



Fig.3. Model of non-sinusoidal 3 phase system

The results of the simulation for the three phases of non-sinusoidal system are shown in Fig4, Fig.5 and Fig.6, respectively.



Fig.6. Simulation of non-sinusoidal current source in phase 1

Total harmonic current distortion (*THDI*) of the first phase is 26 %, of second phase is 24% and of the third phase is 25%, respectively.

4. Solutions for harmonics elimination

Filtration is a method to reduce harmonics when the harmonic distortion has been gradually increased or as a total solution in a new system. There are two basic methods: passive and active filters.

4.1. Tuned multiple arm passive filter

The principle of a tuned arm passive filter [8] is shown in fig.7. A tuned arm passive filter should be applied at the single lowest harmonic component where there is significant harmonic generation in the system. For the investigated systems that mostly supply a non-linear load this would probably be the third, fifth, seven, nine and eleven harmonics. Above the tuned frequency the harmonics are absorbed but below that frequency they may be amplified.

Basics of passive filter:

- Detuned - each single tuning frequency;

- Above tuned frequency harmonics absorbed;

- Below main tuned frequency harmonics may be amplified;

- Harmonic reduction limited by possible over compensation at the supply frequency and network itself;

- Design consideration to amplification harmonics by filter;

- Limited by reactive power and network.



Fig.7. Tuned multiple arm passive filter

We performed simulations of tuned multiple arm passive filter.

Because in all three phases simultaneously observe the, second, third, fifth, seventh and eleventh harmonics we used 5 passive filters. The current via load after active filtration in phase 1 is shown in fig.8.



Fig.8. Simulation of multiple arm passive filtering

The active filtration gives the satisfactory sinusoidal current via the transmission line and the load. The total harmonic distortion of current is about 5% for first phase, 7% for second phase and 8% for third phase, respectively. These results satisfy the requirement of standards for harmonic distortion in the electrical power sector.

4.2. External active filter

A passive tuned filter introduces new resonances that can cause additional harmonic problems. New power electronics technologies are resulting in products that can control harmonic distortion with active control [3-7]. These active filters see fig.9, provide compensation for harmonic components on the utility system based on existing harmonic generation at any given moment in time.



Fig.9. External active filter principle diagram

The active filter compensates the harmonics generated by nonlinear loads by generating the same harmonic components in opposite phase. They are relatively expensive compared to the other method.

We performed simulations of active filter. The current via load after active filtration in phase 1 is shown in fig.10.



1- non-sinusoidal source current, 2 - current via the load, 3- current of the active filter Fig.10. Simulation of active filtration

The results of the carried out simulations, presented in fig. 10 ,shown that even in the case of strongly distorted waveforms of current, the presented system fully provides very effective compensation. Value of THDI of the compensate source current are near (close) to zero and the source current in the phase is with the sinusoidal waveform.

The active filtration gives the ideal sinusoidal current via the transmission line and the load. In this case the power losses will be minimal. But, this involves considerable investment costs of the active filter, while using of the passive filters is cheaper.

Both methods have advantages and disadvantages and all of them show cost implications. The best solution will depend on the total loading, the supply to the network and the standing distortion.

6. Conclusion

A harmonic analysis of asymmetric three-phase system is done and analytical expressions for the currents in the three phases are obtained. The obtained analytical expressions will be used in the analysis of magnetic fields induced by the harmonics and power losses.

A simulation model of a three-phase system is created, which is examined in the time domain.

Tools to eliminate harmonics are proposed. The active filtration gives the ideal sinusoidal current and minimal power losses. Filtration with the passive filters is cheaper and gives the satisfactory results.

REFERENCES

[1] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae (1984), *Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components*, IEEE Transaction on Industry Applications. vol. IA-20, issue: 3, 1984, pp. 625–630.

[2]. Andreycak B.(1995) Power factor correction using the UC3852 controlled ontime zero current switching technique // Product and Applications. Handbook 1995/96. Integrated Circuits Unitrode. U-132.

[3] A. Cavallini, G.C. Montanari (1994), *Compensation strategies for shunt-active filter control*, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.9, issue 6 November 1994, pp. 587–593.

[4] D. Chen, T. Guo, S. Xie, B. Zhou (2005), *Shunt active power filters applied in the aircraft power utility*, IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC 2005), pp. 50–63.

[5] G. Sincy, V. Agarwal (2007), A DSP-based control algorithm for series active filter for optimized compensation under non-sinusoidal and unbalanced voltage conditions, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 22, issue 1, 2007, pp. 302–310.

[6] Marks, J.H. and Green, T.C.(2002), *Predictive transient-following control of shunt and series active power filters*, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 17, issue 4, 2002, pp. 574-581.

[7] Moran, L.A., Fernandez, L., Dixon, J.W. and Wallace R. (1997), *A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade*, IEEE Transaction on Industrial Electronics., vol. 44 No. 5, 1997, pp. 621-629.

[8] Tanaka, T., Nishida, Y. and Funabiki, S.(2004), A method of compensating harmonic currents generated by consumer electronic equipment using the correlation function, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 19, issue 1, 2004, pp. 266-271.

[9]. Todd P. C.(1995) UC3854 controlled power factor correction circuit design // Product and Applications. Handbook 1995/96, Integrated circuits Unit rode. U-134. (http://www.ti.com).

[10] IEEE Standard 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.

[11] Cadence, PSpice, User's Guide, versions 16.1, December 2009 http://www.cadence.com

[12] Tecnologic - Rifasamento Automatico

http://tecnologic-pfc.com/pdf/armoniche

Автори: Атанас Червенков, доц. д-р - катедра "Теоретична Електротехника", Факултет Автоматика, Технически университет - София, E-mail address: *acher@tu-sofia.bg*; Тодорка Червенкова, доц. д-р - катедра "Електротехника, Електроника и Автоматика", ИПФ - Сливен, Технически университет – София; E-mail address: *tchervenkova@tu-sofia.bg*

Постъпила 17.04.2013

Рецензент проф. д-р Ж. Георгиев



ОПТИМИЗАЦИОННА ПРОЦЕДУРА С РАЗШИРЕНО МОДЕЛИРАНЕ, ВКЛЮЧВАЩО И КАПАЦИТЕТИТЕ НА ЛИНИИТЕ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ ЛОКАЦИЯТА НА ОПТИМАЛНИ РЕЗЕРВИРАЩИ ПАРАЛЕЛНИ ЛИНИИ ПРИ ЕЛЕКТРОРАЗПРЕДЕЛИТЕЛНИТЕ МРЕЖИ

Румен Йорданов, Георги Комсалов, Георги Ценов, Валери Младенов

Резюме: В електроразпределителните мрежи за високо напрежение понякога има главни електропроводи без изградени паралелни връзки между тях. При възникване на проблем с някои от главните електропроводи консуматорите свързани към него ще останат без електричество. Такива проблеми биха могли да бъдат избегнати при наличие на паралелни линии свързващи главните електропроводи с преразпределение на електрическа енергия от единия към другия. При изграждането на такива паралелни връзки са важни аспекти като дължина на линията, типа на кабела, според пиковата консумация и др. В тази статия е показана оптимизационна процедура за определяне на такива връзки при реална дистрибуторска мрежа с три главни електропровода, при моделиране с концентрирани параметри и отчитане на капацитиваностите.

Ключови думи: оптимизация, електрически товари, моделиране на системи

EXTENDED OPTIMIZATION PROCEDURE FOR DETERMINATION OF THE OPTIMAL PARALLEL LINES FOR ELECTRIC POWER DISTRIBUTION SYSTEMS WITH LINE CAPACITANCES MODELING

Rumen Yordanov, Georgi Komsalov, Georgi Tsenov, Valeri Mladenov

Abstract: In the electric energy distribution system operator networks for some power distribution systems there are main power lines without parallel connection between them. If there is a incident occurring as a fault on some of the main lines, the consumers attached to the faulty line will be left without electricity. We can avoid line faults if there are parallel lines, that interconnects the main lines and this problem can be avoided with electric energy redistribution from the healthy lines. When such a parallel lines are traced in power distribution systems there are several aspects to be taken into consideration when the exact connection places are to be determined like the length of the parallel line, the type of cable required according to the peak energy consumption and etc. In this paper is presented an optimization procedure for determination of the optimal parallel lines for interconnection of the main power lines in one exemplar electric grid energy distribution system with three main lines, taking line parameters to be lumped and taking into account the effect on line capacitances.

Keywords: optimization, grid electric load, system modeling

1. Introduction and problem formulation

Up to date several of the existing electrical power distribution systems in the big cities in Bulgaria are facing problems with electric power distribution line infrastructure. These problems are present today and will be eminent in the future if the infrastructure is left as is. With decentralization of the electric power grid in Bulgaria and making it managed locally by private companies like CEZ, EVN and EON, there is usually a lack of knowledge for the rest of the grid in the country and it's becoming harder for the operators to manage certain parts of the grid. There are many uncertainties that come into play that can harm the delivery of electric power to the consumers like fast addition of many new consumers in certain areas, without notification or plan. This lead to increased probability for faults because without planning, the infrastructure in this area is not updated and the peak distribution maximum of the electric power is easily reached, leading to poor quality of the delivered electricity. On the other hand, many parts of the electric distribution infrastructure are quite old, and without parallel connections between them, leading that the electric grid is very vulnerable to terrorist acts, sabotage or naturally occurring faults in the grid itself, because of it's age [1], [2]. With the deregulation for the private electrical distribution companies in Sofia several main 110KV transmission lines appear as connected in serial for the energy distributor CEZ, with no option to transfer energy from one to another in case of faults in certain parts of the grid. This can lead to lack of electrical energy supply, which is not acceptable in the 21st century. The solution is to build and parallel line that connect the main 110KV cables. In this case is some of the main line fails somewhere on the external connections, the consumers attached to this line in the city will still have electricity delivered to them, as electric energy will be redistributed and supplied from the healthy lines. But there is a problem with finding the optimal spot for this parallel line in the grid as there are different substations with different cable types and with different topology position. Certainly, the best solution will be to have a connection between substations from the path of the serial line, that will be able to hold the redistribution current and by using the shortest cable possible. A solution to finding the optimal route for the parallel lines is with a multicriterial optimization procedure. With it we can determine the optimal parallel line route for connection of the main lines in one exemplar electric grid energy distribution system [3], [4], [5], [6].

In this paper we present an method for determination of the best spots for creation of parallel lines in one existing grid, that will connect the main distribution line in a way that despite some of the sources is being cut from the grid, the distribution grid can be powered from the other sources. The best parallel reserve line connection spots are determined with optimization procedure by obtaining the minimal line length and minimal current going trough the parallel line, while checking if the parts of the existing grid will be able to hold on increased power flow. This is having an impact on the money invested in the parallel lines, as minimal distance means less cable length used, and minimal currents means that the cable requirements will be lessened meaning that cheaper cable type can be used.

One example is performed on a dataset containing the power grid in Sofia and the data we have been provided to work with involves three serial 110kV distribution lines without parallel connection between them as shown on the map in Figure 1.



Figure 1. The three main 110kV lines in Sofia on topological map (with red)

Each line has many transformer stations for voltage reduction from 110 to 22kV. The data provided from the electric distribution company CEZ is confidential to the operator, resulting that the gps coordinates, energy consumption, peak currents, cable types, transformer station parameters and the other parameters used in the optimization procedure are not to be published, and that only partial general results and description on the procedure can be given.

2. Modeling and simulation of the electric grid

For modeling of the electric power grid we used MATLAB. In this development environment, in contrast to specialized tools like Pspice, there is a lot of freedom for grid modeling and individual parameter tune. We used the voltage potential method with user created functions to easily create the conductivity matrix of the grid by applying the conductance between two nodes by having the topology. From the problem formulation we have several power distribution systems in which there are main power lines without parallel connection between them. In such cases if there is a fault on some of the lines the end result is that consumers attached to the faulty line will be

left without electricity. In order to avoid line faults and increase reliability if there are parallel lines interconnecting the main lines this problem can be avoided with electric energy redistribution from the healthy lines. The grid model taken into account is shown on Figure 2.



Figure 2. The three main 110KV lines with transformer stations and cable type/length

When tracing the parallel lines in power distribution systems several aspects are to be taken into consideration when the exact connection places are to be determined. These aspects include:

- The power supply system nominal Voltage, nominal Frequency, Short circuit power, X/R ratio
- Cable line parameters specific resistance and inductance per km
- Linear conventional loads nominal active and reactive power
- The length of the parallel line (if it's bigger it will be expensive)
- The type of cable required according to the peak energy consumption.
- Capability of the existing infrastructure to handle the loads

As already mentioned there are three serial 110 KV independent lines and each of the serial line consists of Voltage reduction transformers from 110KV to 22KV for distribution of electric energy to the 22KV to 220V substations. For simplicity the transformer stations with the exception of the endpoint stations are considered and modeled as consumer. We assume that the line endpoint voltage transformer stations are connected to some high power transmission lines that can deliver enough electric power to all of the consumers of entire line if needed, if the distribution infrastructure can handle the load. Distances of the existing cable connections and cable types between the stations are provided, and also the GPS coordinates on every single transformer station is given. This provides us with the option that by knowing the distance between the transformer stations and the cable type used the cable length can be modeled with cable resistance and cable inductance per kilometer. We also model the ca-

pacitance between the cable and the ground with 0.033μ F per km. From catalogue data per kilometer cable Resistance is 0.06 Ohm and the inductance is 0.4H as shown on Figure 3. The distances considered are very small so modeling line capacitive behavior from line to ground is very small and will not be considered.



Figure 3. Cable line modeling with 0.06 Ohm and 0.4H per km line length

The consumers are modeled with R and L according to the data for the consumed power as shown on Figure 4. For domestic energy distribution $\cos\varphi=0.9$



Figure 4. Modeling the transformers as consumers



203

A program code in MATLAB is generated that makes a electric grid bias point calculation. Then this code is inserted in a chain of for loop cycles where the sources are independently removed one by one for every possible combination of the parallel lines. Monitored are the peak currents passing through the transformer stations and the cable distance is calculated with the usage of GPS coordinates. With this calculated cable distance the parallel cable line R and L are also inserted into the model. This results in a various grid combinations as shown on Figure 6 and Figure 7.



Figure 6. The resulting electric grid with some of the possible solutions

When the electric grid is simulated for all of the possible combinations of the grid structure the best solution is taken with the fulfillment of several criteria. First, the resulting data point combinations for which the currents passing through existing infrastructure lines are bigger than the maximal by cable specifications for this existing infrastructure line are omitted. We don't want to change the existing infrastructure as it will be even more expensive task. So, from all of the existing data points with rotation of the voltage sources we leave the data points for which the existing infrastructure will be able to hold the higher redistributed load. Then, from those combinations of the parallel lines, for which the infrastructure holds, we choose the minimum cable lengths. This lead us to the best parallel line solution taken in respect to preservation of the existing infrastructure and addition of minimal resource when building new infrastructure. The final obtained result from this procedure is shown on Figure 8.



Figure 7. Electric Power distribution variation trough one node for many grid stricture variations for two different nodes for different display points



Figure 8. The best solution for the parallel lines in respect to resource minimization

3. Conclusion

With the computational algorithms used the optimal places for placement of parallel lines in existing electric distribution grids can easily be determined with respect to minimal new line costs and acceptable minimal peak power transfer from the existing infrastructure.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от вътрешния конкурс на ТУ – София със съдействието на НИС на ТУ - София, предложение за финансиране на научноизследователски проекти в помощ на докторанти на тема: "Геометрична многокритериална оптимизация на мрежи за високо напрежение с цел постигане на по-добър резерв на устойчивост, при аварии, при използване на ограничен ресурс", сесия 2012 - 2013 г.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] J. Salmeron, K. Wood, and R. Baldick, *Analysis of Electric Grid Security Under Terrorist Threat*, IEEE Trans. Power Systems 19 (2004), 905-912.
- [2] J. Arroyo and F. Galiana, On the Solution of the Bilevel Programming Formulation of the Terrorist Threat Problem, IEEE Trans. Power Systems, Vol. 20 (2005), 789-797.
- [3] Zhiyu Zeng, Zhiyu Zeng; Peng Li, Peng Li, Locality-Driven Parallel Power Grid Optimization, Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on, Volume 28 (8)
- [4] Bo Yu, Jun Xiao, Li Guo, Multi-scenario, multi-objective optimization of grid-parallel Microgrid, Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2011 4th International Conference, pp.1638 - 1646
- [5] R. K. Ahuja, T. L. Magnanti, and J. B. Orlin. Network Flows: Theory, *Algorithms, and Applications*. Prentice Hall, NJ (1993).
- [6] D. Bienstock and S. Mattia, *Using mixed-integer programming to solve power grid blackout problems*, Discrete Optimization 4 (2007), 115-141.

Автори:

Румен Йорданов, гл.ас. д-р – катедра "Микроелектроника", ФЕТТ, Технически Университет - София, E-mail address: *rsyordanov@yahoo.com*;

Георги Комсалов, докторант, маг.инж. - катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *gkomsalov@gmail.com*;

Георги Ценов, гл. ас. д-р - катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *gogotzenov@tu-sofia.bg*;

Валери Младенов, проф. д-р - катедра "Теоретична електротехника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *valerim@tu-so-fia.bg*.

Постъпила на 16.05.2013

Рецензент: доц. д-р С. Терзиева



СИНТЕЗ И АНАЛИЗ НА НИСКОЧЕСТОТНИ И ВИСОКОЧЕСТОТНИ ПАСИВНИ ФИЛТРИ С МЕМРИСТОРИ

Стоян Кирилов

Резюме: Основната цел на този материал е да представи възможността за приложение на мемристорите в пасивни филтрови вериги. При честоти, повисоки от 20 Hz мемристорът на Уилямс има поведение, подобно на това на линеен резистор и изкривяванията на сигналите преминали през мемристорната верига са незначителни. Съпротивлението на мемристорния елемент може да бъде настройвано чрез външен източник на напрежителни импулси. Промяната на характеристиките на пасивните RC филтри и на честотите на срязване може да бъде постигната чрез заместване на резисторите с мемристори. В настоящия материал са анализирани две схеми на нискочестотни и високочестотни филтри с мемристори в среда на MATLAB. Основният извод е, че характеристиките на мемристорите, използвани във филтрите могат да бъдат линеаризирани при работните честоти. Вътрешните състояния на мемристорите и съответно характеристиките на филтрите могат да бъдат настройвани чрез напрежителни импулси с определена продължителност и амплитуда.

Ключови думи: мемристор, компютърна симулация, филтри, характеристики.

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF LOW-PASS AND HIGH-PASS PASSIVE FILTERS WITH MEMRISTORS

Stoyan Kirilov

Abstract: The main goal of this paper is to present the possibility of application of the memristors in passive filter circuits. At frequencies higher than 20 Hz the Williams's memristor have behavior similar to this of a linear resistor and the distortions of the signals passed through the memristor circuit are negligible. The resistance of the memristor element can be tuned by external pulse voltage source. The changing of the passive RC filters characteristics and cut-off frequencies might be achieved with substituting of the resistors with memristors. In the material two circuits of low-pass and high-pass filters with memristors are analyzed in MATLAB environment. The basic conclusion is that the characteristics of the memristors used in the filters could be linearized at the working frequencies. The memristors internal states and the filters characteristics respectively can be adjusted by voltage pulses with precise duration and magnitude.

Keywords: memristor, computer simulation, filters, characteristics.

1. Introduction

The memristor as a fourth nonlinear circuit element was predicted in 1971 by Leon Chua. It realizes a direct relationship between the charge and the magnetic flux [1, 2]. The first prototype of the memristor was invented in 2008 by Stanley Williams of Hewlett-Packard [3, 4]. This memristor consists of two sub-layers of titanium dioxide, sandwiched between two platinum electrodes. The basic property of this element is to memorize the full amount of charge which has passed through it [2, 5]. Many research results and simulations on the memristor investigation have been made in the last few years. The main properties and the principle of operation of Williams's memristor have been described [6, 7]. Some physical relationships between the basic electrical quantities of the memristor are presented. It is established that at frequencies higher than 20 Hz the memristor is similar to a linear resistor [2, 8, 5]. This is due to the delaying of the motion of the boundary between the doped and undoped regions of the element with respect to the voltage applied to the memristor. By applying to the memristor of voltage pulses with determined duration, shape and magnitude, the boundary between the doped and undoped regions moves so that the equivalent resistance of the element changes. This phenomenon could be used in some tunable circuits like oscillators, amplifiers and filters.

In Section 2 a passive low-pass tunable memristor filter is presented and analyzed. A high-pass memristor filter is investigated in Section 3. Final conclusions and remarks are presented in Section 4.

2. Synthesis and analysis of a passive low-pass memristor filter

The circuit of a memristor passive low-pass filter is presented in Fig.1. The resistance of the memristor element R_{eq} is given with Eq. (1) [4]:

$$M(t) = R_{eq}(t) = R_{ON} \frac{w(t)}{D} + R_{OFF} \left(1 - \frac{w(t)}{D}\right)$$
(1)

where $R_{ON} = 100 \ \Omega$ is the resistance of the memristor in closed state, $R_{OFF} = 16 \ k\Omega$ is the resistance of the element in opened state. The factor w(t)/D is the normalized width of the element in the initial moment and it is denoted with *a* and with x(t) [4]:

$$a = x(t) = \frac{w(t)}{D} = \frac{q(t_0)}{Q_D}$$
(2)

The normalized width is equal also to the normalized initial charge $q(t_0)$ with respect to the maximal amount of charge Q_D that the memristor could memorize. In the present investigations we examine the circuit at three different values of the inner memristor state: $a_1 = 0,1$; $a_2 = 0,2$; $a_3 = 0,5$. The capacitance of the capacitor C_1 has a value of 750 *pF*.

The transfer function of the circuit analyzed $T_{l}(s)$ is presented with (3) [3, 4]:

$$T_{1}(s) = \frac{\dot{U}_{out}(s)}{\dot{U}_{in}(s)} = \frac{1}{R_{1}C_{1}s + 1}$$
(3)

where $s = j\omega$ is the complex frequency and R_1 is the equivalent resistance of the memristor element with accordance of Eq.(1). The computer simulations of the circuit are realized in MATLAB environment using Eq. (3) [9, 10].

The pole-zero map of the filter is presented in Fig.2. There are no zeros in the diagram but in the map present three poles for the three values of the initial normalized charge respectively.

The magnitude-frequency characteristics of the filter are presented in Fig.3. With increasing the quantity *a* the pass band of the filter increases too. The phase-frequency characteristics are given in Fig.4.



Fig.1. Low-pass passive memristor filter



Fig.3. Magnitude-frequency characteristics of the low-pass memristor filter at different initial charge



Fig.2. Pole-Zero map of low-pass memristor filter



Fig.4. Phase-frequency characteristics of the low-pass memristor filter at different initial charge

3. Investigation of a passive high-pass memristor filter

The circuit of the high-pass passive memristor filter is presented in Fig.5. The values of the initial normalized charges of the memristor are the same as in the previous point. The capacitance of the capacitor C_2 has a value of 1 μF . The transfer function of the circuit analyzed $T_2(s)$ is presented with Eq. (4) [11, 12]:

$$T_2(s) = \frac{\dot{U}_{out}(s)}{\dot{U}_{in}(s)} = \frac{R_2 C_2 s}{R_2 C_2 s + 1}$$
(4)

The pole-zero map of the low-pass filter is presented in Fig.6. There are one zero in the diagram and three poles are available for the three values of the initial normalized charge respectively.



The magnitude-frequency characteristics of the filter are presented in Fig.7 in logarithmic scale. It is clear that with increasing the initial normalized charge *a* the cut-off frequency of the filter increases too. The phase-frequency characteristics of the circuit are given in Fig.8.



Fig.7. Magnitude-frequency characteristics of the high-pass filter at different initial charge



Fig.8. Phase-frequency characteristics of a high-pass memristor filter at different initial charge

4. Conclusion

From the results presented above it is clear that the changes of the initial normalized charges of the memristors cause changing the amplitude-frequency characteristics and the phase-frequency characteristics of the filters investigated. This is due to the motion of the boundary between the doped and the undoped regions of the memristor which causes charge saturation and depletion of the element volume. That changes the resistance of the memristor. The changing of the memristors resistance causes charge in the filters cut-off frequencies and the pass band respectively.

From the simulations realized in MATLAB environment it is specified that the increasing of the initial normalized charge *a* causes the pass band of the low-pass filter to increase too. For the high-pass filter with increasing the initial normalized charge *a* the cut-off frequency of the filter also increases.

With adjusting of the memristors resistance the position of the poles and zeros in the pole-zero maps changes which change the characteristics of the circuits.

The resistances of the memristors could be changed easily by applying to the memristors voltage or current pulses from external sources. The circuits of the passive memristor filters investigated could be used in audio and radio electronic adjustable devices.

ACKNOWLEDGEMENTS

The research results presented in the paper are financed from Contract N_{2} 121PD0072-08 for scientific projects for help of PhD Students of the Scientific – research sector of Technical University – Sofia for 2012 - 2013 years.

REFERENCES

[1] Chua, L. O. Memristor – The Missing Circuit Element. IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-18, pp. 507-519, September 1971.

[2] Chua, L., S. Kang. Memristive devices and systems, Proceedings of the IEEE, Vol. 64, № 2, pp. 209 - 223, February 1976

[3] Pazienza, G. E., J. Albo-Canals. Teaching Memristors to EE Undergraduate Students, IEEE Circuits and Systems Magazine, pp. 36-44, 22 November 2011

[4] Strukov, D. B., G. S. Snider, D. R. Stewart, R. S. Williams. The missing memris-tor found. Nature, doi: 10.1038/nature06932, Vol 453, pp. 80 – 83,1 May 2008

[5] Zaplatilek, K. Memristor modeling in MATLAB & SIMULINK, Proceedings of the European Computing Conference, pp. 62 - 67, 2011

[6] Corinto, F., A. Ascoli, M. Gilli. Mathematical models and circuit implementations of memristive systems, CNNA, 2012, pp. 1 - 6

[7] Corinto, F., A. Ascoli. A boundary condition-based approach to the modeling of memristor nanostructures, *IEEE Transactions on circuits and systems-1: Regular papers*, Vol. 0, N_{2} 0, 2012.

[8] Williams, R. S. How we found the missing memristor. Spectrum, IEEE, Vol. 45, Issue 12, pp. 28 - 35, December 2008.

[9] Брандиски, К., В. Младенов, Д. Вълчев. Решаване на задачи по електротехника с MATLAB. С., ТУ – София, 2009 г.

[10] Йорданов, Й. МАТLAВ 7 - Преобразувания, изчисления, визуализация - част 1. С., Техника, 2010.

[11] Ненов, Г. Аналогова схемотехника. С., Нови знания, 2006.

[12] Николова, З., К. Иванова. Ръководство за лабораторни упражнения по комуникационни вериги чрез MATLAB. С., КИНГ, 2001.

Author: Stoyan Mihaylov Kirilov, PhD student, Master engineer, Department Theoretical Electrical Engineering, Faculty Automatics, Technical University of Sofia, E-mail addresses: *s_kirilov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 28.04.2013

Рецензент доц. д-р С. Терзиева



ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ ЗА СЪГЛАСУВАНЕ НА СИГНАЛИ С РАДИОКОМУНИКАЦИОННИ КАНАЛИ

Антонио Андонов, Галина Чернева

Резюме: В настоящата работа е представен синтез на пасивни електрически вериги за формиране на съгласувани с радиокомуникационни канали сигнали. Разглежда се най-простия случай на наличие на бял шум, като същността на съгласуването се свежда до компенсация на реакцията на канала.

Ключови думи: съгласувани сигнали, пасивни електрически вериги, радиокомуникационни канали

RESEARCH OF ELECTRICAL CIRCUITS FOR COORDINATION OF SIGNALS WITH RADIOCOMMUNICATION CHANNELS

Antonio Andonov, Galina Cherneva

Abstract: In this paper is presented a synthesis of passive electrical circuits formation on a harmonized signals with radio communication channels. It is considered the simplest case of the presence of a white noise, as the nature of the coordination is reduced to compensate on the channel response.

Keywords: harmonized signals, passive electrical circuits, radio communication channels

1. Въведение

Както е известно, сигналите представляват функции, както на текущото време, така и на предаваното съобщение. Времевата зависимост определя формата на сигнала, а информационната зависимост характеризира вида модулация. Ако сигналите се предават по неизкривяващ сигнал и се приемат само на фона на бял шум, качеството на приемане се определя само от вида модулация и не зависи от формата на предаваните сигнали. Както формата на сигнала, така и вида на модулацията, могат да се оптимизират, т.е. да се съгласуват със зададен комуникационен канал. Разработването на различни подходи за съгласуване на сигналите с канала за връзка е един от пътищата за обезпечаване на функционалната устойчивост на комуникационните системи [2], като се осигурява гарантирано ниво на работоспособност на сигнала, канала и шумовата обстановка.

В предлаганата работа същността на съгласуването се свежда до синтез на пасивни електрически вериги, с които, в най-прост случай на наличие на бял шум, се компенсира реакцията на канала, т.е. чрез тях се реализира такова изменение на формата на сигнала, което обуславя неизменна форма на сигнала в точката на приемане.

2. Постановка на проблема

Така например в стандартните телефонни канали на радиорелейните линии с честотно уплътняване, основни смущения са флуктуационните, които се моделират с бял шум (адитивно смущение с енергиен спектър $N(\omega)$). На фиг.1 е показана структурна схема на система за предаване на информация със съгласуване на сигнала с канала за връзка.



Фиг.1

От източника на сигнал ИС постъпва сигнал, съответстващ на предаваното съобщение, с енергиен спектър $G(\omega)$ [1]. В канала за връзка с предавателна функция $K_0(j\omega)$ има наличие на адитивен бял шум с енергиен спектър $N(\omega)$. Сигналът, респ. съответстващият му енергиен спектър, се изкривява през формиращ филтър $\Phi\Phi$ с предавателна функция $K_1(j\omega)$ и се възстановява през възстановяващ филтър ВФ с предавателна функция $K_2(j\omega)$, които представляват четириполюсници с взаимнообратни предавателни функции. Тогава на изхода на формиращия филтър може да се запише:

$$G'(\omega) = G(\omega) |K_1(j\omega)|^2 \quad . (1)$$

За входа на възстановяващия филтър е изпълнено:

$$G_1(\omega) = G'(\omega) |K_0(j\omega)|^2 + N(\omega), (2)$$

където $|K_0(j\omega)|^2 = k_0^2$ е квадратът на модула на предавателната функция на комуникационния канал с постоянни параметри.

За енергийния спектър на възстановения сигнал на изхода на ВФ с предавателна функция $K_2(j\omega) = \frac{1}{K_1(j\omega)}$, като се отчетат зависимости (1) и (2), може да се за-

пише:

$$G''(\omega) = \frac{k_0^2 G(\omega) |K_1(j\omega)|^2 + N(\omega)}{|K_1(j\omega)|^2} = \frac{k_0^2 G'(\omega) + N(\omega)}{|K_1(j\omega)|^2}.$$
 (3)

Мощността на смущението, чиито енергиен спектър $N(\omega)$ се преобразува в съответствие с предавателната функция на В $\Phi K_2(j\omega)$, съответно е:

$$P_{CM} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\infty} \frac{N(\omega)}{\left|K_{1}(j\omega)\right|^{2}} d\omega \quad .$$
(4)

Изборът на предавателните функции $K_1(j\omega)$ и $K_2(j\omega) = \frac{1}{K_1(j\omega)}$ се определя от

условието да се получи минимум на равенство (4), т.е. да се минимизира мощността на въздействащото смущение при постоянна средна мощност на сигнала на изхода на ФФ.

3. Критерий за оценка

Като критерий за оценка на ефективността от използването на съгласувани с канала сигнали, е подходящо използването на критерия за минимизиране на средноквадратичната грешка, характеризиращ отклонението на приетия от предадения сигнал:

$$\varepsilon^{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\Delta\omega} \frac{G(\omega)N(\omega)}{G(\omega)|K_{1}(j\omega)|^{2} + N(\omega)} d\omega \quad , \ \Delta\omega = \omega_{2} - \omega_{1}, \ (5)$$

където ω_1 и ω_2 са съответно граничните честоти на ефективната честотна лента на канала.

Чрез вариацията на този функционал по отношение на $|K_1(j\omega)|^2$ и ограничително условие за фиксиране на средната мощност на канала [3]

$$\frac{1}{2\pi}\int_{\Delta\omega} G(\omega) |K_1(j\omega)|^2 d\omega = P_{cp} = const,$$

може да се определи квадрата на оптималната АЧХ на ФФ:

$$|K_1(j\omega)|^2 = \sqrt{\frac{N(\omega)}{\lambda G(\omega)}} - \frac{N(\omega)}{G(\pi)} , \frac{G(\omega)}{\lambda N(\omega)} \ge 1;$$
$$|K_1(j\omega)|^2_{opt} = 0; \frac{G(\omega)}{\lambda N(\omega)} < 1 , (6)$$

където λ е множителят на Лагранж, който при известна стойност на мощността на смущението $P_{CM} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\infty} N(\omega) d\omega$, се представя с формулата:

$$\lambda = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{\Delta\omega} \frac{G(\omega)N(\omega)}{P_{cp}k_0^2 + P_{CM}} d\omega\right)^2.$$
(7)

Следователно, в съответствие с (б), оптималният ФФ пропуска не всички, а само тези спектрални компоненти на полезния сигнал на входа на комуникационния канал, за които отношението сигнал/шум е по-голямо от някаква зададена прагова стойност. ФФ осигурява съсредоточаване на мощността на предавателя на разрешени честоти, но внася в комуникационната система неотстранима грешка. Същевременно обаче, резултатната грешка при съгласуване е по-малка от тази, която би се получила при липса на такова. Това може да се отрази аналитично като се замести модула на предавателната функция на ФФ от (6) в (5). Получава се минимум на средноквадратичната грешка във вид на сума от две компоненти:

$$\varepsilon = \frac{\left\{\frac{1}{2\pi} \int_{\Delta\omega} [G(\omega)N(\omega)]^{\frac{1}{2}} d\omega\right\}^2}{P_{cp}k_0^2 + P_{CM}} + \frac{1}{2\pi} \int_{\Delta\omega'} G(\omega) d\omega \quad , (8)$$

където $k_0^2 \ll 1$ е коефициентът, характеризиращ затихването на средата за канал с постоянни параметри, какъвто е разглежданият случай; $\Delta \omega'$ е областта от честоти, за които $\frac{G(\omega)k_0^2}{N(\omega)} < 1$, при което двата филтъра – $\Phi \Phi$ и В Φ , имат ленти на задържане в тази област.

4. Реализация на филтриращи пасивни вериги за съгласуване

Реализацията на тези филтри с необходимата АЧХ се свежда до апроксимация на тези характеристики с четна дробно-рационална функция [2]

$$F(\omega) = \frac{A_0 + A_1 \omega^2 + ... + A_n \omega^{2n}}{1 + B_1 \omega^2 + ... + B_m \omega^{2m}} \quad . \quad (9)$$

Като се вземе предвид, че предавателните функции са комплексни и могат да се представят в експоненциална форма, за средноквадратичната грешка за детерминиран канал без затихване може да се запише:

$$\begin{split} \varepsilon_{2} &= \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\infty} G(\omega) [1 - 2|K_{1}(j\omega)| K_{0}(j\omega)| K_{2}(j\omega)] e^{j[\varphi_{1}(\omega) + \varphi_{0}(\omega) + \varphi_{2}(\omega)]} d\omega + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\infty} \left\{ G(\omega) |K_{1}(j\omega)|^{2} |K_{0}(j\omega)|^{2} |K_{2}(j\omega)|^{2} + N(\omega) \right\} d\omega \end{split}$$
(10)

Въз основа на условието за взаимообратимост на ФФ и ВФ $K_2(j\omega) = kK_1(j\omega)$ анализираме амплитудно-фазовите съотношения. За ВФ е изпълнено:

$$K_2(j\omega) = |K_1(j\omega)|e^{-j\varphi_2 k|K_1(j\omega)|} = k \frac{e^{j\varphi_1}}{|K_1(j\omega)|}.$$
 (11)

От условието за взаимообратимост на ФЧХ на филтрите следва, че

$$\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) = 0.$$
 (12)

Предавателната функция на ФФ може да се представи във вид на полином от вида [1]:

$$K_1(p) = k_1 \frac{(p - p_{01})(p - p_{02})...(p - p_{0m})}{(p - p_{*1})(p - p_{*2})....(p - p_{*m})}, \quad (13)$$

където $p_{*1,...}, p_{*n}$ са полюси, $p_{01,...}, p_{0m}$ са нули на комплексната предавателна функция, $p = j\omega$, $k_1 = const$.
От условието $K_2(j\omega) = kK_1(j\omega)$ следва, че за предавателната функция на ВФ може да се запише:

$$K_2(p) = k_2 \frac{(p - p_{*1})(p - p_{*2})....(p - p_{*n})}{(p - p_{01})(p - p_{02})...(p - p_{0m})}, \ k_2 = const. \ (14)$$

Следователно във $\Phi\Phi$ и ВФ полюсите и нулите трябва взаимно да се компенсират.

Като се отчете комплексността на предавателните функции може да се запише:

$$K_{2}(j\omega) = \frac{|K_{1}(-j\omega)|e^{-j\varphi_{1}(\omega)}K_{2}(-j\omega)e^{-j\varphi_{0}(\omega)}G(\omega)}{|K_{1}(-j\omega)|^{2}|K_{0}(-j\omega)|^{2}G(\omega) + N(\omega)}.$$
 (15)

Ако (15) се замести в (10), се получава:

$$\varepsilon_{2} = \frac{N(\omega) - |K_{1}(j\omega)|^{2} |K_{0}(j\omega)|^{2} G(\omega)}{N(\omega) + |K_{1}(j\omega)|^{2} |K_{0}(j\omega)|^{2} G(\omega)}.$$

Средноквадратичната грешка, произтичаща от изкривяването на сигнала при съгласуване, може да се представи както следва:

$$\varepsilon_{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\infty} G(\omega) |1 - K_{1}(j\omega)K_{0}(j\omega)K_{2}(j\omega)|^{2} d\omega =$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\infty} G(\omega) |1 - K_{1}(j\omega)| |K_{0}(j\omega)| |K_{2}(j\omega)| e^{-j[\varphi_{1}(\omega) + \varphi_{0}(\omega) + \varphi_{2}(\omega)]^{2}} d\omega$$

$$(16)$$

Подинтегралният израз в (16) може да се разглежда като спектрална плътност на мощността, съответстваща на внесената грешка при съгласуване, която при определяне на оптимални филтри, може да служи като критерий. Филтрите ще бъдат оптимални, когато я минимизират. Тогава:

$$P_{\varepsilon}(\omega) = G(\omega) [1 - 2|K_1(j\omega)| K_0(j\omega) | K_2(j\omega)] \cos[\varphi_1(\omega) + \varphi_0(\omega) + \varphi_2(\omega)] + |K_1(j\omega)|^2 |K_0(j\omega)|^2 |K_2(j\omega)|^2.$$
(17)

 $P_{\varepsilon}(\omega)$ достига минимум при изпълнение на равенствата:

$$\cos[\varphi_1(\omega) + \varphi_0(\omega) + \varphi_2(\omega)] = 1,$$

или

$$\varphi_1(\omega) + \varphi_0(\omega) + \varphi_2(\omega) = 0$$
.

От тук може да се направи изводът, че при оптимално съгласуване фазовият спектър на съгласувания сигнал трябва да може да се компенсира от сумарните ФЧХ на ФФ, ВФ и канала.

5. Примерна реализация на формиращ филтър

В качеството на пример се разглежда обобщената честотна характеристика на формиращ филтър за съгласуване на носещата честота на речеви сигнали в каналите на радиорелейна линия с честотно уплътняване. Този филтър с нерегулируема АЧХ представлява минимално фазов Т-образен мостови четириполюсник, фиг.2. неговата принципна схема е показана на фиг.3.



За съгласуван с товарно съпротивление Т-образен пасивен четириполюсник с константа на предаване $g(\omega)$ е изпълнено [2]:

$$Z_1 Z_2 = R_0^2, \ e^{g(\omega)} = \frac{R_0 + Z_1}{Z_1}$$
 (19)

За реализацията на фиг.3 следва:

$$e^{g(\omega)} = \frac{R_0 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2}.$$
 (20)

Константата на предаване може да се запише във вида:

$$e^{g(\omega)} = e^{b(\omega) + j\alpha(\omega)} = \frac{R_0 R_2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + R_2^2}{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + R_2^2}, \quad (21)$$
$$- \frac{R_0 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + R_2^2}$$

където $b(\omega)$ е честотната характеристика на затихване на $\Phi\Phi$, а $\alpha(\omega)$ - фазовата характеристика на този филтър [2]. Ако означим

$$x_1 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2},$$

от (21) може да се определи квадратът на модула на предавателната функция на ФФ:

$$F^{2}(x) = \frac{\left(R_{2}^{2} + x_{1}^{2}\right)^{2}}{\left(R_{0}R_{2} + R_{2}^{2} + x_{1}^{2}\right)^{2} + R_{0}^{2}x_{1}^{2}} \quad . (22)$$

Ако се въведе нормирана честота

$$\sigma_1 = \mathscr{O}_{\omega_{\max}},$$

където ω е текущата, а ω_{max} е максималната гранична честота на ефективната лента на пропускане на филтъра, то

$$x_1 = \sigma_1 \omega_{\max} L_2 - \frac{1}{\sigma_1 \omega_{\max} C_2}$$

Тогава обобщената честотна характеристика на филтъра може да се представи във вида:

$$F^{2}(x) = \frac{a_{0} + a_{1}\sigma_{1}^{2} + a_{2}\sigma_{1}^{4} + a_{3}\sigma_{1}^{6} + a_{4}\sigma_{1}^{8}}{a_{0} + a_{1}'\sigma_{1}^{2} + a_{2}'\sigma_{1}^{4} + a_{3}'\sigma_{1}^{6} + a_{4}'\sigma_{1}^{8}},$$
(23)

където коефициентите $a_0, a_1, ..., a_4, a'_1, ..., a'_4$ се определят от номиналните стойности на елементите от схемата на фиг.3.

Следователно обобщената честотна характеристика на формиращия филтър представлява дробно-рационална функция, числителят и знаменателят на която са полиноми от четна степен, което удовлетворява условията за физическа реаризуемост на реалните четириполюсници.

6. Заключение

Повишаването на шумоустойчивостта и ефективността на комуникационните системи заема важно място в съвременната теория и техника на предаването на информация. Разгледаният в настоящата статия подход в това направление е свързан със синтеза на формиращи филтри в предавателя, които биха реализирали такова изменение на формата на предавания сигнал, което би обусловило неизкривена форма на сигнала в точката на приемане, т.е. би осигурило компенсация на реакция на комуникационния канал.

При синтеза на такива филтри също така от особено значение е определянето на зависимостта на техните свойства от изменението на параметрите им, известно като проблем за чувствителността, което изисква по-нататъшно изследване.

Формиращите и възстановяващи филтри са използвани за реализирането на линейни операции върху сместа сигнал-шум с цел при неизменна средна мощност на полезния сигнал на входа на комуникационния канал да се увеличи отношението сигнал-шум на входа на приемника.

Както е показано, получени са минимално-фазови реализации на пасивни електрически вериги, удовлетворяващи условията за физическа реализуемост. Във връзка с това проблемът за анализ на параметричната чувствителност на такива филтри, особено при реализация на адаптивно предизкривяване по отношение на изменящата се активност на канала, изисква по-нататъшно изследване на различни ограничения и взаимни връзки между функциите на чувствителността им и представлява голям практически интерес.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Андонов А. (2009), *Радиокомуникационни системи със специално пред*назначение. С. ВТУ. 2009.

[2] Андонов А., Г. Д. Ненов (2006), *Комуникационни вериги и сигнали* .С. ВТУ. 2006.

[3] Rektosis K. (2008), Pzehled uzite matematiky. SNTL.2008

Автори: Антонио Андонов, проф. д.т.н - катедра "СОТС", ВТУ "Т. Каблешков", E-mail address: *andonov@vtu.bg;* Галина Чернева, доц. д-р - катедра "Електротехника и физика", ВТУ "Т. Каблешков", E-mail address: *cherneva@vtu.bg*

Постъпила на 26.04.2013

Рецензент проф. дтн Е. Николов



ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДНИ ПРОЦЕСИ В СИСТЕМА ЗА АВТОМАТИЧНА ДОНАСТРОЙКА НА ЧЕСТОТАТА

Галина Чернева

Резюме: В настоящата работа са изследвани преходните процеси в система за честотна автоматична донастройка на честотата с честотно управление от втори ред. Изследването е направено чрез метода на хармоничната линеаризация, като е определена продължителността на преходния процес и са изведени условията за апериодичност на процеса.

Ключови думи: система за честотна автоматична донастройка на честотата, преходни процеси

INVESTIGATION OF TRANSITION PROCESSES IN FREQUENCY LOCKED LOOP SYSTEM

Galina Cherneva

Abstract: In this paper are tested transition processes in a system of Frequency Locked Loop of the second order. The research was done by the method of the harmonic linearization. It is defined the duration of the transition process and are deduced the conditions for aperiodically on the process.

Keywords: frequency locked loop system, transition processes

1. Въведение

Системите за автоматична донастройка на честотата (САДЧ) [1] представляват затворени системи за автоматично регулиране на честотата, на базата на които се създават широк клас устройства за обработка на сигнали [2].

Наред с изследването на синхронния режим в САДЧ (точност на синхронизация, време на синхронизиране и др.), интерес представляват и преходните процеси в системата. Продължителността на преходния процес определя едно от най-важните им свойства – тяхното бързодействие [2].

В настоящата работа са изследвани преходните процеси в САДЧ с честотно управление от втори ред [2]. Изследването е направено чрез метода на хармоничната линеаризация [4], като е определена продължителността на преходния процес и са изведени условията за апериодичност на процеса.

2. Аналитично изследване на преходния процес в САДЧ

Структурната схема на САДЧ [3] с честотно управление е дадена на фиг.1.



Фиг.1

Сигналът с честота Δf , която е разлика в честотите f_s на външния сигнал и f_g на напрежението на управляемия генератор (УГ), се усилва от усилвателя (У) с коефициент на усилване K_y и се подава на честотния дискриминатор (ЧД). Той представлява нелинеен безинерционен елемент с дискриминационна характеристика $u_d(\Delta f)$ (фиг.2).

Нискочестотният филтър (НЧФ) е линеен елемент с предавателна функция $K_{\phi}(p)$.

Управляващият елемент (УЕ) също е нелинеен безинерционен елемент, но в линейния участък от характеристиката му (фиг.3) може да се приеме, че корекцията на честотата се определя като

$$\Delta f_{y} = S_{y}u_{y},$$

където $S_v = td\beta$ е стръмност на характеристиката (фиг.3).





Фиг.2

Фиг.3

Така САДЧ може да се разглежда като безинерционна система за автоматично регулиране, съдържаща само един нелинеен елемент - честотният дискриминатор, фиг.4, [2].



Фиг.4

В съответствие със структурната схема от фиг.4, системата се описва със следното нелинейно уравнение:

$$\Delta f = \Delta f_0 - S_{\mathcal{V}} K_{\phi}(p) u_d(\Delta f), \qquad (1)$$

където Δf_0 е началната стойност на Δf в момент t = 0, когато веригата на УЕ е отворена.

Наличието на НЧФ в линейната част на системата позволява да се приложи методът на хармоничната линеаризация [4], съгласно който нелинейната функция на дискриминатора се представя чрез коефициента q_d . Така уравнение (1) се линеаризира и се представя в операторна форма във вида:

$$\Delta f(p) = \Delta f_0(p) - S_y q_d K_\phi(p) \quad . (2)$$

Нека НЧФ е от втори ред с предавателна функция

$$K_{\phi}(p) = \frac{1}{(1+T_1p)(1+T_2p)}$$
, (3)

където T₁ и T₂ са времеконстанти на двете звена на филтъра.

Като се замести (3) в (2) и се извършат преобразувания, се достига до уравнението:

$$\Delta f(p) = \frac{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + (1 + S_y q_d)} \Delta f_0.$$
(4)

От (4) следва, че характеристичното уравнение на преходния процес е:

$$T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2) p + 1 + S_y q_d = 0 .$$
 (5)

Корените на уравнение (5) са :

$$p_{1,2} = -\frac{T_1 + T_2}{2T_1 T_2} \pm \sqrt{\left(\frac{T_1 + T_2}{2T_1 T_2}\right)^2 - \frac{1 + S_y q_d}{T_1 T_2}} , (6)$$

от където следва, че преходният процес е апериодичен [4] при

$$\left(\frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}\right)^2 > 4 \frac{1 + S_y q_d}{T_1 T_2} \quad . \quad (7)$$

За максималната стойност на хармоничния коефициент, която съответства на стръмността на дискриминационната характеристика (фиг.5),

$$q_{d_m} = \frac{u_{d_m}}{\Delta f'} = S_d = tg\alpha \quad , (8)$$

условие (7) добива вида:

$$(T_1 + T_2)^2 > 4S_y S_d T_1 T_2$$
 . (9)

От неравенство (9) следва, че, ако преходният процес е апериодичен за линейната част на дискриминационната характеристика, то той ще има същият характер и за нелинейния участък, т.е. ще бъде изпълнено и условие (7). При традиционно изпълнено

$$1 + S_v q_d >> 1$$

и q_d = const, оригиналът на (4) е:

$$\Delta f(t) \approx \frac{\Delta f_0}{1 + S_y S_d} + \Delta f_0 e^{-\frac{T_1 + T_2}{2T_1 T_2}t} \cos \omega t , \quad (10)$$

където

$$\omega = \frac{\sqrt{1 + S_y q_d}}{T_1 T_2} \,. \tag{11}$$

Хармоничният коефициент q_d се определя при условие, че честотата на входа на дискриминатора се изменя по синусоидален закон:

$$\Delta f = \Delta f_m \sin \omega t$$
 , (12)

с амплитуда Δf_m .

Чрез по части линейна апроксимация на дискриминационната характеристика (фиг.5), се получават съотношенията:

$$\frac{u_d}{u_{d_m}} = \frac{\Delta f}{\Delta f'}, \quad 3a \quad \frac{\Delta f}{\Delta f'} \le 1,$$

$$\frac{u_d}{u_{d_m}} = \frac{\frac{\Delta f''}{\Delta f'} - \frac{\Delta f}{\Delta f'}}{\frac{\Delta f''}{\Delta f'} - 1}, \quad 3a \quad 1 \le \frac{\Delta f}{\Delta f'} \le \frac{\Delta f''}{\Delta f'}$$
(13)

Като се има предвид дефиницията за хармоничния коефициент [4] и зависимости (13), може да се запише:

$$q_{d} = \frac{2u_{d_{m}}}{\pi\Delta f_{m}} \int_{0}^{\varphi_{1}} \frac{\Delta f_{m}}{\Delta f'} \sin^{2} \omega t d\omega t + \frac{2u_{d_{m}}}{\pi\Delta f_{m}} \int_{\varphi_{1}}^{\varphi_{2}} \frac{\Delta f''}{\Delta f'} - \frac{\Delta f_{m}}{\Delta f'} \sin \omega t}{\frac{\Delta f''}{\Delta f'} - 1} \sin \omega t d\omega t + \frac{2u_{d_{m}}}{\pi\Delta f_{m}} \int_{\varphi_{2}}^{\pi} \frac{\Delta f_{m}}{\Delta f'} \sin^{2} \omega t d\omega t + \frac{2u_{d_{m}}}{\pi\Delta f_{m}} \int_{\varphi_{2}}^{\pi} \frac{\Delta f_{m}}{\Delta f'} \sin^{2} \omega t d\omega t$$
(14)

където

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{\Delta f'}{\Delta f_m}, \quad \varphi_2 = \pi - \varphi_1 \quad . \quad (15)$$

Времето на преходния процес може да се определи от (10) по момента на достигане на Δf до 1,1 от установената й стойност. Така се получава:

$$t_{nn} = 2\frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} \ln \frac{1 + S_y S_d}{2}.$$
 (16)





3. Симулационен модел

За изследване работата на САДЧ е създаден симулационен модел в Simulink/Matlab (фиг.6).



Фиг.6

В модела от фиг.6 са използвани следните означения: IFA – усилвател, който усилва преобразувания по честота сигнал до ниво, необходимо за ефективната работа на честотния дискриминатор, FD – честотен дискриминатор, TG – управляем генератор.

Еталонният сигнал може да се зададе чрез някой от източниците на сигнали в библиотека Sources [5] на Simulink, или с помощта на блок From File. Изводите за отчитане са Outport 1 и 2.

На фиг.7 е дадена графика на преходния процес. До момента $t_0 = 0,5$ система е в режим на следене. В момент t_0 честотата на входния сигнал се изменя скокообразно, след което процесът е апериодичен и $\Delta f(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$.



Фиг.7

4. Заключение

В настоящата работа е изследван преходния процес в САДЧ от втори ред с честотно управление, на база на математичен модел на системата с един нелинеен елемент – честотния дискриминатор. Изведени са съотношения между продължителността на преходния процес и параметрите на филтъра, управляващия елемент и честотния дискриминатор, както и условия, при които процесът е апериодичен.

На база на създаден симулационен модел в Simulink/Matlab е направена симулация на преходния процес в системата при скокообразно изменение на честотата от 0 до 200 Hz, която също показва, че процесът е апериодичен.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Первачев С.В. (1982), Радиавтоматика. М.: Радио и связь. 1982.

[2] Жуковский А.П., Ю.Т. Трифонов, Ю.С. Данич (1982), *Радиоприемные устройства*. Под ред. А.П. Жуковского. М.: Высш. шк. 1989.

[3] Чернева Г. (2011), **Формиране на хаотични процеси в системи за фазова** автоматична донастройка на честотата. Механика, транспорт, комуникации. Бр.3.2011, стр.VIII-8- VIII-12.

[4] Брандиски К., Ж. Георгиев, В. Младенов, Р. Станчева (2004), *Теоретична* електротехника, ч. I I, София, 2004г.

[5] Черных И.В. (2003), *SIMULINK: среда создания инженерных приложений*. М.: Диалог-МИФИ. 2003.

Автор: Галина Чернева, доц. д-р - катедра "Електротехника и физика", ВТУ "Т. Каблешков"; E-mail address: *cherneva@vtu.bg*

Постъпила на 24.04.2013

Рецензент проф. дтн Е. Николов



МОДЕЛИРАНЕ НА ЕДНОЕНЗИМЕН ЕДНОСУБСТРАТЕН АМПЕРОМЕТРИЧЕН БИОСЕНЗОР

Николай Стоянов, Антония Панделова

Резюме: В представената работа е извършено моделиране и симулационен анализ на едноензимен едносубстратен биосензор. Изследван е продукт- чувствителен вариант с амперометричен междинен електрод. Разгледан е случая за ензимна кинетика на Михаелис-Ментен в установен режим на измерване. Системата уравнения, описващи процесите на дифузия и ензимна реакция в активната мембрана са решени с помощта на числено интегриране, за което е изплолзван програмния пакет MATLAB. Получени са концентрационните профили на субстрата и продукта в активната мембрана, както и изходния ток от биосензорния преобразувател.

Ключови думи: ензимен биосензор, математически модел, ензимна кинетика Михаелис-Ментен

MODELING OF AN ENZYME – SUBSTRATE AMPEROMETRIC BIOSENSOR

Nikolay Stoyanov, Antonia Pandelova

Abstract: In the present work mathematical modeling of one enzyme one substrate biosensor with nonlinear enzyme kinetics is developed. The analyzed case is amperometric transducer. The mathematical model is based on steady-state condition and Michaelis-Menten enzyme kinetics. The system of ordinary differential equations is solved using finite element method. For this purpose is used MATLAB software, which solving the boundary value problem. The theoretical transfer function for one enzyme biosensor with Michaelis-Menten kinetics in steady-state conditions was obtained.

Key words: enzyme biosensor, mathematical model, enzyme kinetics Michaelis-Menten

1. Увод

Биосензорните системи са едно от модерните направления в областта на съвременната измервателна техника. Те се използват за количествен анализ на вещества [1, 2]. В конструкцията си биосензорите включват материал с биологична природа, който се намира в тесен контакт с допълнителен преобразувател. Успехът на тези устройства се дължи на способността на биоматериалите да разпознават и реагират с определени вещества, които подлежат на анализ. Вследствие на ензимно-катализирана реакция или специфично свързване на молекули, се променя определен физикохимичен параметър на средата [3]. Този параметър и неговото изменение се установява от допълнителния междинен преобразувател, който генерира електрически изходен сигнал, пропорционален на измерваното вещество. Благодарение на специфичните свойства на биоматериалите, биосензорите могат с успех да се използват като алтернатива на стандартните аналитични методи.

Математическото описание на процесите, протичащи в биосензорите, се явява съществен проблем, свързан с тяхната реализация [4, 5]. Поради специфичността на материалите с биологичен произход, точното им описание е доста сложна задача. Процесите в биоактивната мембрана се описват със система от частни нелинейни диференциални уравнения от втори ред за субстрата и продуктите [1]. В общия случай тази система няма точно аналитично решение за концентрационните профили. В някои частни случаи за скоростта на ензимната реакция, като кинетика от първи ред, могат да се получат точни аналитични решения на уравненията. Този случай се прилага при измерване на ниски концентрации на измерваните вещества. За да се анализират реалните случаи за високи концентрации обаче е необходимо да се разгледат по-сложните ензимни кинетики [6]. Решенията на уравненията се получават с помощта на различни методи за числено интегриране.

Едноензимните биосензори влючват един ензим, който участва в структурата на активната мембрана [7, 8]. Кинетиката на ензимните реакции може да бъде различна, като най-често скоростта на ензимната реакция се описва с уравнението на Михаелис-Ментен.

Целта на настоящата работа е да се изследва и анализира едноензимен едносубстратен амперометричен биосензор за кинетика на Михаелис-Ментен. Да се решат числено уравненията за разпределенията на субстрата и продукта в активната мембрана, както и да се получи изходния ток от биосензорния преобразувател.

2. Математически модел на едноензимен едносубстратен биосезор

Теоретичният модел на едноензимния биосензор, използващ амперометричен електрод в ролята на междинен преобразувател, е показан на фиг.1. Той включва еднослойна активна мембрана с дебелина *l*, съдържаща биологичния материал. Тя е отделена от изследвания разтвор с помощта на диализна мембрана с дебелина *d*.

Измерваното вещество се намира в изследвания разтвор, като вследствие на разбъркване на средата то преминава през диализната мембрана с помощта на дифузия и достига до зоната с биологичен материал. В нея освен дифузия протича и ензимна реакция. Схемата на катализираната реакция се описва съгласно уравнението [1]:

$$S \xrightarrow{E} P,$$
 (1)

където S е измерваният субстрат; Р е продуктът от реакцията; Е е ензимът, катализиращ реакцията. За ензимно-катализираната реакция е възприета кинетика на Михаелис-Ментен.



Фиг.1. Теоретичен модел на биосензорния преобразувател

Началните концентрации на субстрат и косубстрат са означени съответно с S_0 и C_0 . В диализната мембрана протича само процес на дифузия, вследствие на което концентрационните профили са линейни. Поради тази причина те не са обект на разглеждане. В биоактивната мембрана протичат процеси на дифузия и ензимна реакция, които съгласно законите на Фик за едномерна челна дифузия и ензимна кинетика на Михаелис-Ментен се описват със следната система нелинейни диференциални уравнения в установен режим на измерване [1]:

$$D_{S} \frac{d^{2}[S]}{d\delta^{2}} - \frac{V_{m}[S]}{K_{M} + [S]} = 0$$
⁽²⁾

$$D_{P} \frac{d^{2}[P]}{d\delta^{2}} + \frac{V_{m} \cdot [S]}{K_{M} + [S]} = 0, \qquad (3)$$

където D_S и D_P са дифузионните коефициенти за субстрата и продукта от реакцията, K_M е константата на Михаелис, а V_m е максималната скорост на ензимната реакция.

За удобство са въведени следните безразмерни променливи:

$$x = \frac{\delta}{l} \tag{4}$$

$$S = \frac{[S]}{K_{M}}; S_{0} = \frac{[S_{0}]}{K_{M}}$$
(5)

$$P = \frac{[P]}{K_M} \tag{6}$$

$$\lambda = \frac{D_s}{D_p} \tag{7}$$

$$\phi^2 = \frac{l^2}{D_s} \frac{V_m}{K_M}; \tag{8}$$

Факторът Φ^2 (8) се нарича модул на Тиле и представлява отношението на времеконстантите на дифузия и ензимна реакция. Той се използва за подробен анализ на биосензорните преобразуватели. Системата диференциални уравнения в безразмерни координати придобива следния вид:

$$\frac{d^2S}{dx^2} - \phi^2 \frac{S}{S+1} = 0$$
(9)

$$\frac{1}{\lambda}\frac{d^2P}{dx^2} + \phi^2 \frac{S}{S+1} = 0$$
 (10)

Изходният ток от биосензорния преобразувател за продукт-чувствителен вариант обикновено се записва в размерни координати и има следния вид:

$$I_{P} = n.F.A.D_{P} \left. \frac{d[P]}{d\delta} \right|_{\delta=0},\tag{11}$$

където n е броят на участващите електрони в електрохимичната реакция, F е константата на Фарадей, а A е площта на катода на електрохимичния електрод. Процесите протичат при следните гранични условия:

$$x = 1, S(1) = S_0, P(1) = 0$$
 (12)

$$x = 0, \ \frac{dS}{dx} = 0, \ P(0) = 0$$
 (13)

3. Симулационни изследвания

Решаването на системата обикновени нелинейни диференциални уравнения от втори ред (9), (10) и (11) е извършено с помощта на числено интегриране. За та-

зи цел е използван методът на крайните елементи [9] в програмната среда MATLAB 7.1, с който се извършва дискретизация на уравненията. Реализирана е програма, решаваща системата, като са направени подходящи субституции, канонизиране на уравненията, както и фиксиране на физическите параметри. Използвана е функцията за числено интегриране BVP4C, предназначена за решаване на двуточкови гранични задачи [10].

За симулационният анализ са използвани следните стойности на параметрите в уравненията: n = 2; F = 96485 C/mol - константа на Фарадей; A = 7,85.10⁻⁷ m² - площ на катода на индикаторния електрод; $l = 70 \mu m$ - дебелина на мембраната с включен биоматериал; $D_s = D_P = 3.10^{-10} m^2/s$ - дифузионни коефициенти за субстрата и продукта; $K_M = 1.10^{-4} M/m^3$ - константа на Михаелис за ензимната реакция; $V_m = 7.10^{-5} M/s$ максимална скорост на ензимната реакция.

На фиг.2 са представени концентрационните профили на анализирания субстрат за различна начална негова концентрация в безразмерни координати, в границите от 1.10^{-5} M до $1.6.10^{-4}$ M. Това изследване е направено за еднакви стойности на всички параметри, като единствено се изменя входната концентрация на субстрат. От фигурата ясно се вижда, че при намаляване на началната концентрация количеството субстрат силно намалява още преди да е достигнат електродът. Най-малката стойност на концентрацията 1.10^{-5} M граничи с прага на чувствителност на амперометричния биосензор. Това количество е характерно за разглеждания вид биосензор.



Фиг.2. Разпределения на субстрат в зависимост отначалната концентрация: $S_0 = 1.10^{-5}$ М крива (Δ); $S_0 = 6.10^{-5}$ М крива (\circ); $S_0 = 1.1.10^{-4}$ М крива (*), $S_0 = 1.6.10^{-4}$ М крива (\diamond)

Разпределението на продукта от ензимната реакция в безразмерни координати е показан на фиг.3. Профилът му в активната мембрана намалява с доближаване до електрода. Това се дължи на непрекъсната негова консумация на повърхността на индикаторния електрод.



Фиг.3. Разпределение на продукт в активната мембрана

На фиг.4 е показана функцията на преобразуване на едноензимния биосензор в установен режим на измерване.



Фиг.4. Функция на преобразуване на едноензимен биосензор

Задавани са различни начални концентрации на субстрат, за които е установен изходния ток. Тук получените резултати са показани в размерни координати.

От фиг.4 може да се определи, че функцията на преобразуване е нелинейна, което съответства на реалния случай когато се измерват високи концентрации на субстрат. Функцията притежава висока чувствителност и линейност до около 0.5.10⁻³ М. В този зона, съгласно зададените кинетични параметри, може да се реализира измерване. Преминаването на кривата в нелинейния участък е предизвикано от спецификата на ензимно-катализираната реакция и навлизане в зоната на насищане. За концентрации на анализирания субстрат по големи от 1.10⁻³ М функцията приема една и съща установена стойност.

4. Изводи

В представената работа е направен симулационен анализ на едноензимен едносубстратен биосензор. Изследван е амперометричен продукт-чувствителен вариант в установен режим на измерване, като за ензимно-катализираната реакция е възприета ензимна кинетика на Михаелис-Ментен. При нея могат да се изследват случаите на високи концентрации на изследваните субстрати, вследствие на което функциите на преобразуване на едноензимния биосензор са нелинейни. От реализираните симулационни изследвания може да се обобщи, че този вид биосензори притежват висока чувствителност в областта на линейната зона на характеристиката, а измервателният обхват се ограничава от ефекта на насищане на ензимната реакция. От съществено значение при проектирането на тези устройства е увеличението на линейната зона на функцията на преобразуване, чувствителността и границата на откриваемост.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нейков А., Биосензорни системи и анализатори, ТУ-София, 1993

2. Yokoyama K., Ikebukuro K., Tamiya E., Karube I., Ichiki N., Arikawa Y., Highly sensitive quartz crystal immunosensors for multisample detection of herbicides. Anal. Chim. Acta, 1995, 304:139-145

3. Turner A., Karube I., Wilson G., Biosensors: Fundamentals nad Applications. Oxford University Press: New York, 1987

4. Neykov A., Rangelova V., Mathematical modeling of the biosensor systems, Biotechnology and Biotechnology Equipment, (12) 2, 100-110, 1998

5. Baronas R., Christensen J., Ivanauskas F., Kulys J., Computer simulation of amperometric biosensor response to mixtures of compounds, Nonlinear analysis: modelling and control, 2002, Vol. 7, No. 2, 3-14

6. Нейков А., Изследване на ензимни биосензорни системи, Дисертация за получаване на степен доктор на науките, 1998

7. Shan D., Li Q., Xue H., Cosnier S., A highly reversible and sensitive tyrosinase inhibition-based amperometric biosensor for benzoic acid monitoring, Sensors and Actuators B, 2008, 134, 1016-1021

8. Yildiz H. B., Castillo J., Guschin D. A., Toppare L., Schuhmann W., Phenol biosensor based on electrochemically controlled integration of tyrosinase in redox polimer, Microchimica Acta, 2007, 159, 27-34 9. Yordanova S., Gadjeva, System modeling and simulation, Technical University of Sofia, 2003

10. Йорданов Й., Приложение на МАТLAВ в инженерните изследвания, част I и част II, (Библиотека за докторанта), Русенски университет, Русе, 2004

Автори: Николай Симеонов Стоянов, доц. д-р - катедра Електроизмервателна Техника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *n_stoyanov@tu-sofia.bg*; Антония Любенова Панделова, гл. ас. д-р, - катедра Електроизмервателна Техника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *apandelova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 18.04.2013

Рецензент доц. д-р В. Иванчева



ВЛИЯНИЕ НА рН ВЪРХУ ИЗХОДЕН СИГНАЛ НА ТЪКАНЕН БИОСЕНЗОР ЗА АСКОРБИНОВА КИСЕЛИНА

Антония Панделова, Николай Стоянов

Резюме: В работата е изследвано влиянието на pH върху изходният сигнал на тъканен биосензор за количествено измерване на концентрация на аскорбинова киселина в течност. pH на буферния разтвор е един от най-важните параметри, който може да афектира необратимо биосензорния сигнал. Интервалът, в който е изследвано влиянието на pH е от 4.6 до 8.6. Резултатите показват, че най-добър изходен сигнал се наблюдава при pH 5.6.

Ключови думи: *pH*, биосензор, Cucurbita pepo, аскорбинова киселина, аскорбатоксидаза

EFFECT OF pH ON THE OUTPUT SIGNAL OF TISSUE BIOSENSOR FOR ASCORBIC ACID

Antonia Pandelova, Nikolay Stoyanov

Abstract: In this work, the influence of pH on the output signal of tissue biosensor for the quantitative measurement of the concentration of ascorbic acid in the liquid is investigated. The pH of the buffer solution is one of the most important parameters that can affect irreversibly the biosensor signal. The interval at which the influence of pH was investigated is from 4.6 to 8.6. The results show that the best output signal is observed at pH 5.6.

Keywords: pH, biosensor, Cucurbita pepo, ascorbic acid, ascorbat oxidase

1. Въведение

Количествени измервания, реализирани с биосензорни преобразуватели, са едно модерните направления в областта на измервателната техника. Те използват биологични материали в качеството на първични преобразуватели на информация. Използват се различни ензими, микроорганизми, растителни тъкани, нуклеинови киселини и др. за разпознаване на анализираните вещества. Поради спецификата на биоматериалите е необходимо реализираните измервания да бъдат в съответствие с нормативна неопределеност [1].

Целта на представената работа е да се изследва влиянието на pH върху изходния сигнал на тъканния биосензор. За реализация на биосензорната част е използвана тъкан от зелена тиквичка (*Cucurbita pepo*), която е богата на ензима аскорбат оксидаза. На базата на проведените предварителни експерименти с различни

биологични материали се установи, че ензимът аскорбат оксидаза, съдържащ се в зелената тиквичка, най-добре отговаря на целите на изследването.

2. Използвани апаратура и материали

Конструкцията на биосензорната система включва електрохимичен преобразувател, представляващ електрод на Кларк за измерване на разтворен кислород. Електродът е свързан към микропроцесорен оксиметър HANNA INSTRUMENTS 9146-04. За измерване на активността на водородните йони рН в измервателната клетка се използва цифров рН метър HANNA INSTRUMENTS HI 251 с комбиниран електрод. Използвани са още аналитична везна Cole Parmer RZ 11700-42 и електромагнитна бъркалка с нагряване тип BOECO MSH 300. Цифрова пипета тип PL100 служи за поставяне на субстрат (аскорбинова киселина) с определен обем в измервателната клетка.

За експерименталните изследвания са използвани химически чисти вещества – аскорбинова киселина, фосфати (Na₂HPO₄, NaH₂PO₄), закупени от Merck, както и тъкан от зелена тиквичка *Cucurbita pepo*, закупена от търговската мрежа. Буфери с различно pH са нагласени с вариране на различни количества от Na₂HPO₄ и NaH₂PO₄.

3. Конструкция и принцип на действие на биосензорната система

Биосензорната измервателна система включва биологичен материал, използван като първичен преобразувател, междинен електрохимичен преобразувател и цифров оксиметър. Блоковата схема на измервателната система е показана на фиг.1. Биоматериалът, представляващ тъкан от зелена тиквичка, е поставен върху челната част на кислороден елктрод, който е свързан към цифровия оксиметър [2].



Фиг.1. Блокова схема на биосензорна измервателна система

На фиг.2. е показана принципната схема на биосензорния преобразувател. Върху базовият кислороден електрод са поставени активна мембрана от биоматериал и диализна мембрана. Активната мембрана представлява хомогенизирана тъкан от *Cucurbita pepo*. Диализната мембрана е с дебелина 25 µm и служи за захващане на биологичния материал върху кислородната мембрана. Биосензорът и pH електродът са потопени в измервателната клетка, която е поставена върху магнитна бъркалка с нагряване.



Фиг.2. Принципна схема на биосензорен преобразувател

С разработеният тъканен биосензор се измерва концентрация на аскорбинова киселина. Измерванията се извършват в установен режим. Принципът на действие се базира на протичащата реакция на ензима с анализираното вещество. При наличие на аскорбинова киселина в измервателната клетка протича ензимно-катализирана реакция с консумация на кислород [3]. Ензимната реакция се подчинява на пинг-понг ензимна кинетика. Схемата на каталитичното действие е следната:

$$2 \text{ L-ascorbate} + \text{O}_2 + 2\text{H}^+ \rightarrow 2 \text{ dehydro-L-ascorbate} + 2\text{H}_2\text{O}$$
(1)

Ензимът аскорбат оксидаза катализира окислението на аскорбиновата киселина (L-ascorbate) до дехидро-Л-аскорбат. По време на реакцията се консумира кислород, който се явява като косубстрат и се измерва електрохимично с кислородния електрод.

4. Експериментални изследвания

Преди провеждане на експерименталните изследвания е необходимо да се извърши калибриране на използвания цифров оксиметър. Уредът се калибрира автоматично, като кислородната сонда се оставя във въздушна среда. За да се осигури висока точност на измерванията е нужно преди конструиране на нов биосензор да се калибрира оксиметърът.

За направа на биосензорната част е използвана тъкан от зелена тиквичка *Cucurbita pepo*. С помощта на аналитична везна се претеглят 30 mg от подкорието на тиквичката, след което се стриват върху предметно стъкло до получаване на хомогенна маса. Хомогенатът се разстила върху тефлоновата мембрана на кислородния електрод и се затваря с диализна мембрана. Така конструираният биосензор е готов за работа.

Измервателната клетка е с обем 20 ml. Поставена е върху електромагнитна бъркалка, с която се осигурява непрекъснато разбъркване. Изследваният разтвор се аерира с постоянна скорост от 500 об./мин.

Биосензорният преобразувател се поставя вертикално в измервателната клетка. Поради наличието на минимално количество кислород в биоматериала е необходимо да се извърши т.н. процес на първоначално сработване на биосензора. Ето защо първоначално разбъркващият механизъм се пуска на максимални обороти, за да може активната мембрана (заложеният биоматериал) да се насити максимално бързо с кислород. Този процес при различните биосензори е с различна продължителност, в конкретния случай времето на сработване е 20-25 минути.

В зависимост от това дали ензимът аскорбат оксидаза се използва в чист вид или включен в биологичен материал се характеризира с различни pH оптимуми при измерване на аскорбинова киселина. Когато ензимът е в чист вид повечето автори получават оптимално pH 6 [4,5]. При използване на растителна тъкан за източник на аскорбат оксидаза pH оптимумът е различен в зависимост от вида на биоматериала и начина на имобилизацията му [6].

Изследвано е влиянието на pH в интервала от 4.6 до 8, което е показано на фиг.3. Концентрацията на аскорбинова киселина в измервателната клетка е 150 µm.



Фиг.3. Влияние на рН върху изходния сигнал

От фигурата може да се определи, че активността на водородните йони в измервателната клетка оказва силно влияние върху активността на ензимно-катализираната реакция. Кривата има камбанообразен характер, като се характеризира с оптимум в точката pH 5.6. Промяната на pH от тази стойност води до рязко намаляване на ензимната активност. На фиг.4 е представена функцията на преобразуване на тъканния биосензор, снета за оптималната стойност на pH 5.6 в изследвания разтвор.



Фиг. 4. Калибрационна крива за аскорбинова киселина, рН 5.6

От фиг.4 може да се определи, функцията е нелинейна. Тя се характеризира с начален линеен участък в областта на ниските концентрации и зона на нелинейност, която съотвества на насищане на ензимната реакция. Линейната зона е за концентрации до около 390 µМ. Времето за реакция на тъкания биосензор е в диапазона 7 ÷ 10 мин.

За сравнение с кривата получена за оптимално pH, функцията на преобразуване на тъканния биосензор е снета и за най-близката точка до оптимума – pH7. На фиг.5 са представени получените резултати.



Фиг. 5. Калибрационна крива за аскорбинова киселина, рН 7

Вижда се, че при минимално отклонение от оптималната стойност на pH за катализираната реакция, линейната зона на функцията на преобразуване намалява. Навлизането в зоната на чувствителност е по-плавно, но в зоната над 300 µМ не може да се проведе измерване. Същото е валидно и за чувствителността на характеристиката. Отклонението от оптималната зона води и до намаляване на чувствителността на калибрационната крива на биосензора.

5. Заключение

В представената работа е разработен тъканен биосензор за измерване на концентрация на аскорбинова киселина. Като биологичен разпознавателен елемент е използвана тъкан от зелена тиквичка *Cucurbita pepo*. Проведени са експериментални изследвания, свързани с изследване на влиянието на pH (активността на водородните йони) върху изходния сигнал на биосензора, при което е установен оптимума на pH, при който ензимът аскорбат оксидаза притежава най-висока каталитична активност. Тези резултати ще се използват за бъдещи изследвания с разработения тъканен биосензор, свързани с възможността за приложението му за измерване на замърсители като фенол и фенолни компоненти, органофосфорни пестициди и други, които оказват инхибиращо действие върху активността на ензима аскорбат оксидаза.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Димитрова А., (2011), *Неопределеност на измерването при аналитични изследвания*. XXI Национален научен симпозиум с международно участие "Метрология и метрологично осигуряване 2011", 10-14 септември 2011, ISSN 1313-9126, 416-419.

[2] Dimitrova A (2012), *Measurement of dissolved oxygen (DO) in aquaculture with dissolved oxygen meter basic principle and calibration*, Годишник на ТУ-София,

[3] Tomita I. N, Manzoli A, Fertonani F. L., Yamanaka H (2005), *Amperometric biosensor for ascorbic acid*, Ecl. Quím., São Paulo, 30(2), p. 37-43

[4] Pisochi A, Negulescu G. P., Pisochi A (2010), *Ascorbic acid determination by an amperometric ascorbate oxidase-based biosensor*, REV. CHIM, 61, 4, p. 339-344

[5] L. Campanella, A. Bonanni, E. Finotti, M. Tomassetti (2004), *Biosensors for determination of total and natural antioxidant capacity of red and white wines: comparison with other spectrophotometric and fluorimetric methods*, Biosensors and Bioelectronics 19, p. 641-651.

[6] Rekha K., Gouda M. D., Thakur M. S., Karanth N. G., (2000), Ascorbate oxidase based amperometric biosensor for organophosphorous pesticide monitoring, Biosensors and Bioelectronics 15, p. 499-502.

Автори: Антония Панделова, главен асистент, д-р, катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *apandelova@tu-sofia.bg*. Николай Стоянов, доцент, д-р, катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет -София, E-mail address: *n_stoyanov@tu-sofia.bg*.

Постъпила на 16.05.2013

Рецензент доц. д-р В. Иванчева

ОБУЧИТЕЛНИ ПОДХОДИ ЗА ОЦЕНКА НА СЪОТВЕТСТВИЕТО С АВТОМАТИЗИРАНА СИСТЕМА ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА ГРЕШКАТА И ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА СТАТИЧЕН МОНОФАЗЕН ЕЛЕКТРОМЕР

Камелия Кирилова, Георги Милушев

Резюме: Представено е приложението на уредба за оценка на съответствието (метрологична проверка) на точността на монофазни статични електромери в учебната подготовка на инженерните специалисти (бакалаври и магистри) с профил електроинженер. Уредбата позволява да се изследва грешката на електромера за активна, реактивна и пълна енергия при различни стойности на фиктивния товар, да се провери съответствието на нормите за самоход и чувствителност. Предвидени са тестове за оценка на точността на електромера и проверка на съответствието на грешката при измерване на активна енергия в ръчен и автоматичен режим и автоматично, при наличие на реактивна съставка с индуктивен и капацитивен характер.

Ключови думи: активна енергия, грешка, електромер, метрологична проверка

TRAINING APPROACHES FOR CONFORMITY ASSESSMENT WITH AUTOMATED SYSTEM FOR THE STUDY OF ERROR AND CHARACTERISTICS OF STATIC SINGLE PHASE ELECTRICITY METER

Kameliya Kirilova, George Milushev

Abstract: Presented is the application of legislation for conformity assessment (metrological inspection) the accuracy of single-phase static electricity in academic preparation and plant engineers (BSc and MSc) in electrical profile. The regulation/system allows to examine the error of the meter for active, reactive and total energy for various values of the dummy load to verify that the standards for propulsion and sensitivity. There are tests to evaluate the accuracy of meter and verify compliance of the error in measuring active energy in manual or automatic mode and automatically, in the presence of reactive component of inductive and capacitive nature.

Keywords: active energy, electricity meters, error, metrological check

1. Въведение

Оценката на съответствието (OC) при техническите измервания е многообхватна област, която има дефинирана регулаторна рамка. Значимостта на тази дейност е голяма, с оглед на обхванатите финансовите потоци и множество заинтересовани страни. По тази причина на Европейско и Национално ниво, в чисто технически аспект, има множество хармонизирани регулации. Един от регулаторните аспекти за ОС, в областта на електрическата енергия, са техническите и метрологични характеристики на електромерите. По тази причина за специалности "Автоматика, информационна и управляваща техника" и "Електроенергетика и електрообзавеждане" в ТУ-София, в рамките на дисциплината "Електрически измервания" е разработено упражнение за изследване на грешката и характеристиките на статичен монофазен електромер с автоматизирана уредба *EMSYST EE-IU-1*.

Целта на обучението е запознаване на студентите с принципната схема и принципа на действие на статичен монофазен електромер; получаване на познания за точността на уреда, чрез изследването на грешката му в ръчен и автоматичен режим; запознаване с нормативните изисквания при извършването на проверка на този вид средства за измерване и формиране на умения за пряко оценяване съответствието на метрологичните характеристики на средство за измерване към определена норма.

Разучава се уредба за проверка на монофазни електромери *EMSYST EE-IU-1*. Посредством USB интерфейс е осъществена връзка с компютър за улесняване на работата с уредбата. Управлението и въвеждането на необходимите настройки на уредбата се извършват с помощта на софтуерното приложение *Electricity Energy Test System Remote Control ver.1.0*. Необходимо е студентите да са предварително подготвени за теоретичната част на упражнението от съответните литературни източници [1, 2, 3, 4].

2.Изложение

Част 1. Теоретични постановки

Предмет на изследване е уредът за непосредствено отчитане на електричната енергия – електромерът. В зависимост от конструкцията електромерите се разделят на електромеханични (индукционни) и електронни (статични), като принципът на действие се базира на зависимостта между протичащия ток, електрическото напрежение и времето за потребление. Изследва се по-специално статичен монофазен електромер. Статичните електромери, използващи цифрово умножение на напреженови и токови сканирани сигнали са най – точните уреди за измерване на електрическа мощност и енергия. Предимствата на такива уреди са: кратковременна и дълготрайна стабилност, измерване на комплекс от параметри, възможности за дистанционно отчитане и управление, автокалибри-



ране, вградени тестове за работоспособност и много други функции в резултат на процесорно – базирана система.

Фиг.1. Схема на свързване на монофазен електромер

Електромерите се присъединяват към електрическата верига, в точките на мониторинг на консуматора и/или разплащане между доставчик на електрическа енергия и потребител. В еднофазните вериги измерванията се осъществяват от едноелементни монофазни електромери (фиг.1).

Електромерите са средства за измерване и трябва да отговарят на определени норми според Българския държавен стандарт и могат да се пускат на пазара и/или в действие, само ако съответстват на изискванията на глава IV от ЗИ [1] и на НСИПМК (чл. 23, ал. 2 ЗИ)[2]. Българският държавен стандарт за средствата за измерване се утвърждава от Европейският стандарт [3]. Периодичността на проверките се определя със заповед на председателя на Държавната агенция за метрологичен и технически надзор (ДАМТН), която се обнародва в "Държавен вестник" и се обявява в официалния бюлетин на агенцията. Последващите проверки на средства за измерване се извършват от Българския институт по метрология (БИМ) или от оправомощени лица [4].

Последващата проверка на средствата за измерване се извършва за установяване на съответствието им с одобрения тип и с изискванията за максимално допустими грешки при употреба. За решаването на поставените задачи трябва да се спазят условията за извършване на последваща проверка [1,2,3,4]. Използват се: уредба за проверка на монофазни електромери, монофазен статичен електромер за изследване, компютърна система и софтуер за обработка и съхранение на данните от изследването. Тестовете за проверка на точността на електромера за измерване на активна енергия се провеждат в автоматичен и в ръчен режим при различни фактори на мощността и съответно при различен фазов ъгъл. Границите, в които трябва да влезе/попадне стойността на грешката са:



• при фактор на мощността $1 \rightarrow \phi = 0^{\circ}$ (фиг.2)

Фиг.2. Допустими граници на грешката на монофазен статичен електромер за измерване на активна енергия на при фактор на мощността 1

• при фактор на мощността $0,5 \rightarrow \phi = 60^{\circ} (\phi \mu r.3)$

Допустими граници на грешката на монофазен статичен електромер за измерване на активна енергия при фактор на мощността $0,8 \rightarrow \phi=323^{\circ}$ са същите, както при фактор на мощност 0,5 (фиг.3).



Фиг.3. Допустими граници на грешката на монофазен статичен електромер за измерване на активна енергия на при фактор на мощността 0,5

Част 2. Практическа част

На базата на разработено методическо ръководство се изпълняват следните 7 задачи:

<u>При изпълнение на задача 1</u> студентите разглеждат елементите на електромера, който се използва в упражнението и записват неговите основни характеристики: номинално напрежение - U_n , базов ток - I_b , максималният ток - I_{max} , номиналната честота – f, константата – k и класа на точност. Разучават схемата на свързване, намираща се на обратната страна на защитния капак на клемореда. Разучава се също уредбата за проверка на монофазни електромери *EMSYST EE-IU-1*. Посредством USB интерфейс се стартира софтуерното приложение *Electricity*

Energy Test System Remote Control ver. 1.0 и след натискане на бутона CONNECT уредбата и компютъра осъществяват връзка, при което на екрана се визуализира контролният панел на уредбата. На екрана GLOBAL SETUP се задават всички параметри, необходими за извършване на тест (фиг. 4).



Фиг.4. Екран за начална настройка

На фиг.5 е представено свързването на монофазен електромер към уредбата EMSYST EE-IU-1.

<u>При изпълнение на задача 2</u> - се изпитва разботата на електромера в ръчен режим и се използва схемата от фиг.5. За тази цел студентите извършват ръчна проверка на грешката на електромера за 100% Imax, 50% Imax и 10 % Imax при активен товар и 100% Imax, 50% Imax и 10 % Imax при 50% индуктивен товар. Тестовете се провеждат в ръчен режим при стойност на напрежението U=230 V и ръчно зададена стойност на тока, равна на съответното процентно отношение, която уредбата ще зададе при провеждане на проверка на точността на електромера. На база на получените резултати нанасени върху графики от типа на фиг.2 и фиг. 3 се прави извод за съответствието на класа на точност.



Фиг.5. Схема на свързване на монофазен електромер към уредба EMSYST EE-IU-1

<u>При изпълнение на задача 3</u> се прави проверка за точността на електромера в автоматичен режим – измерване на активна енергия при фазов ъгъл $\phi=0^{\circ}$. Тестовете в автоматичен режим се провеждат при стойност на напрежението U = 230 V и стойност на тока I = 60 A, като се използват предварително зададени тестови планове. Тестът се провежда при нарастване на тока от 5% до 100% и при намаляване на тока от 100% до 5% при зададен фазов ъгъл $\phi=0^{\circ}$. На една координатна система се изчертават кривите на грешката във функция от стойността на

тока при нарастване и при намаляване. Получените резултати се нанасят върху графиките от фиг.2.

<u>При изпълнение на задача 4 и 5</u> - се прави проверка за точността на електромера в автоматичен режим при фазов ъгъл $\varphi=60^{\circ}$ (задача 4) и при фазов ъгъл $\varphi=323^{\circ}$ (задача 5). Тестовете се провеждат по аналогичен начин, както при задача 3. Чертаят се на една координатна система кривите на грешката във функция от стойността на тока при нарастване и при намаляване. Получените резултати се нанасят върху графиките от задача 2 (фиг.3).

<u>При изпълнение на задача 6</u> - студентите изпитват прага на нечувствителност (прага на реагиране) на електромера. Схемата на свързване е фиг.5. При този тест електромерът трябва да започне да работи и да продължи да регистрира измерваната енергия при стойности на тока и фактор на мощността съгласно таблица 1:

Клас на точност	0,2 S	0,5 S	1	2	3	Фактор на мощността
Стойност на тока	0,1 % I _b	0,1 % I _b	0,4 % I _b	0,5 % I _b	1,0 % I _b	1

Таблица 1 Стойности на тока и фактор на мощността

Изчислява се времето, необходимо за провеждането на теста в *min* по формулата:

$$t = \frac{120.10^3}{k.P} \quad , \tag{1}$$

където: **P** е мощността, изчислена по формулата $P = c.U_n.I$ във [W/VAr], където **c** е броят на измервателните елементи (при монофазни електромери **c** = 1), а **I** – стойност на тока според таблица 1; **k** – константа на електромера, изразена в [imp/kWh] [imp/kVArh].

<u>При изпълнение на задача 7</u> - се изпитва работата на електромера без товар, т.е. самоход. Тестът се провежда при отсъствие на ток (I=0 A) и стойност на напре-

жението U=115% U_n. Продължителността на проверката t трябва да бъде изчислена в min по формулата:

$$t = \frac{60.10^6 m}{k.P_n} \quad , \tag{2}$$

където: k=1Wh/imp— константа на електромера, изразена в [imp/kWh] (imp/kVArh); $\mathbf{P}_{\mathbf{n}}$ — мощността, изчислена по формулата $P_n = c.U_n.I_{max}$ в [W/VAr], където **с** е броят на измервателните елементи; **m** — коефициент, в зависимост класа на точност на изследвания електромер (таблица 2).

таблица 2 т – коефициент

Клас на точност на проверяваните електромери	0,2 S и 0,5 S	1	2	3
m	25	10	8	5

3. Заключение

Разработените методически указания за оценката на съответствието на електромерите, предоставят възможността на студентите в рамките на учебната подготовка и в лабораторни условия да извършат метрологична проверка за точността на монофазни статични електромери.

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София 2013 г., договор № 122ПД0028-8.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Закон за измерванията.

[2] "Наредба за средствата за имзерване, които подлежат на метрологичен контрол" (НСИПМК).

[3] БДС EN 62053-21 - Променливотокови уреди за измерване на електрическа енергия. Специфични изисквания. Част 21: Статични електромери за активна енергия (Класове 1 и 2).

[4] "Наредба за оправомощаване на лица за проверка на средства за измерване, които подлежат на метрологичен контрол".

Автори: Камелия Симеонова Кирилова маг. инж., докторант - катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *kame_to@abv.bg*; Георги Сашов Милушев доц. д-р - катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *gm@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.05.2013

Рецензент: проф. д-р Пламен Цветков



ИНФОРМАЦИОННА СИСТЕМА ЗА ОТЧИТАНЕ И ОБРАБОТВАНЕ НА ИЗМЕРВАТЕЛНИ ДАННИ ОТ ПРОФИЛИ НА НАТОВАРВАНЕТО ЗА КОЛИЧЕСТВА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

Атанас Попов, Георги Милушев

Резюме: Докладът има за цел да предостави от една страна техническо решение за отчитане и обработване на измервателни данни от профили на натоварването при търговски измервателни групи и от друга страна да постави предизвикателства пред законовата метрология и в частност методиката за проверка на електромери.

Ключови думи: Профил на натоварването, пълна мощност, активна мощност, реактивна мощност, фактор на мощността, MDM (meter data management) системи

INFORMATION SYSTEM FOR COLLECTING AND TREATING OF MEASUREMENT DATA FROM LOAD PROFILES OF QUANTITY OF ELECTRICAL ENERGY

Atanas Popov, George Milushev

Abstract: The report aims to provide a first technical solution for recording and processing of measurement data from load profiles in commercial measuring groups and on the other hand pose challenges for legal metrology, and in particular the method for checking the meters.

Keywords: Load profile, Apparent power, Active power, Reactive power, Power factor, MDM (Meter data management)

1. Въведение

Либерализирането на енергийния пазар поставя редица изисквания пред пазарните участници (търговци на електрическа енергия, мрежови оператори и клиенти) касаещи освен нова договорна структура а така също и необходимо техническо осигуряване на информационния обмен. Техническото осигуряване включва от една страна информационна система за отчитане на данните от измервателните уреди а от друга страна сложната пазарна структура изисква обработване на измервателните данни (валидиране, агрегиране, заместване, конвертиране) с цел предоставяне на данните на заинтересованите пазарни участници. Структурата на система за измерване, дистанционно отчитане и обработване на данни може да бъде разделена съответно на три основни етапа:

Измерване – процес на измерване на потребяваната електрическа енергия с помощта на измервателни уреди (измервателни трансформатори, електромер) които разполагат с техническа възможност за формиране на профила на натоварването за фиксирани периоди от време на интегриране на електрическата мощност. Типичните стойности за измервателните периоди са 15 минути. Възможно е конфигуриране на по-малки периоди кратни на 5 минути с цел последващо агрегиране до по-големи стойности в зависимост от регулаторната рамка. Използването на кратки интегриращи периоди завишава неминуемо апаратните и изисквания към уредите, като например обема на наличната памет за съхраняване на времевите редици. Европейската практика показва оптимална продължителност на периода 15мин. Те представляат ¼ от периода на сетълмент на електрическата енергия на либерализирания пазар и посредством агрегиране позволяват разхиряване на интегриращия период на 1 час съгласно нормативните изисквания.

В зависимост от целевата група клиенти, една типична конфигурация на канали за измерване на профила на натоварването при годишно потребление от 0.1 GWh до 10GWh са "A+", "R+", и "R-" на интервали от 15 минути където:

"А+" – Консумирана активна мощност

"R+" - Консумирана реактивна мощност

"R-" - Отдадена реактивна мощност



Фиг.1. Съответствие на "OBIS" идентификаторите

За идентифициране на величините в информационната система, измервателните уреди трябва да отговарят на стандарт БДС EN 62056-61:2007 "Измерване на електрическа енергия. Обмен на данните за показанията на електромера, управление на тарифите и товарите. Част 61: Система за идентификация на обекти" наричана още система "OBIS".

Фиг.1 показва идентифициране на мощностите върху четирите квадранта с помощта на "OBIS" идентификатори

Измервателните уреди отговарят на изискванията на Закона за енергетика и притежават съответните знаци за първоначална/последваща проверка или знаци съгласно наредбата за оценка на съответствието на съществените изисквания на средствата за измерване, минимално изискване за клас на точност 1 съгласно Правилата за измерване на количество електрическа енергия (ПИКЕЕ).





Процесът на **отчитане** на данните от измервателните уреди се осъществява посредством AMR/AMI системи. В зависимост от структурата, системите може да бъдат интегрирани (автоматизирано отчитане и обработване на данни - фиг.2) или не-интегрирани (отделни системи за отчитане и обработване на данни).

Електромерите са оборудвани с комуникационен интерфейс за връзка с комуникационно устройство или разполагат с интегрирано такова за връзка с Дейта центъра. Най типично приложени намират физически интерфейси за връзка между електромер и комуникационно устройство (модем) са RS485, CL, и порядко RS232. Както различните интерфейси така и преносната среда се определят от няколко фактора:

- Брой на устройствата (измервателните групи)
- Концентрираност на измервателните уреди
- Наличие на собствен комуникационен канал (радио, Ethernet)
- Наличие на обществени/чужди канали за връзка (GSM, GPRS, Ethernet, Cable..)

Крайната цел е минимизиране на разходите за комуникация.

По зададени специални заявки, системата за дистанционно отчитане AMR/AMI стартира автоматично периодичен отчет на електромерите с цел отчитане на регистърни данни и данни за профила на натоварване.

Постъпвайки в базата на AMR/AMI данни те биват експортирани в **MDM** (Meter Data Management) системи или ако системите са интегрирани, данните са налични за обработване. Крайната цел е обработване и изпращане на данните за билинг системи или на друго пазарни участници на либерализирания пазар с цел извършване на баланс и сетълмент.

2. Методика за образуване на цената за заплащане на консумираната реактивна енергия.

Едновременно с изискванията за информационна обезпеченост на пазара на електрическа енергия, съгласно приетите промени в "НАРЕДБАТА ЗА РЕГУ-ЛИРАНЕ НА ЦЕНИТЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ" в сила от 05.06.2012 г. е необходима глобална промяна в методиката за заплащане на надбавка върху стойността на активната електрическа енергия в зависимост от използваната реактивна електрическа енергия. Наредбата определя един нов подход при калкулиране на надбавката, която до този момент се изчислява на средно месечна база. Запазва се изискването за съотношение от 50% на отношението активна реактивна енергия съгласно формулата

$$E_{p nn} = E_{p usn} - 0,49.E_{a usn}$$
(1)

където: Е_{р пл} - количеството реактивна електрическа енергия, за което са заплаща санкцията, kVArh; Е_{р изп} - количеството използвана реактивна електрическа енергия от ползвателя, определена за петнадесетминутни интервали от средството за търговско измерване, kVArh; 0,49 - коефициентът, съответстващ на фактор на мощността - косинус "фи", равен на 0,9; Е_{а изп} - количеството из-

ползвана активна електрическа енергия от ползвателя, определена за петнадесетминутни интервали от средството за търговско измерване на активна електрическа енергия, kWh.

Необходимо е калкулиране на надбавката за всеки петнадесетминутен интервал, при който факторът на мощността е по-малък от 0,9.

Промяната на интервала от средномесечен на петнадесет минутен въвежда изцяло нов подход при технологията за обработване на информацията от измерването за всяка една измервателна група (консуматор) отговарящ на критериите за измерване на реактивна енергия. Съгласно НРЦЕЕ, всички консуматори (клиенти) с инсталирана мощност 100kW и повече отговарят на критерия за задължително включване в цената на електрическата енергия и компонента касаеща отношението между активната и реактивната енергия (мощност) съгласно израза (1).

3. Фактор на мощността, дефиниция. Формиране на надбавката за реактивна енергия

Факторът на мощността в променливотокови електрически вериги се дефинира като отношение на активната мощност формирана от товара към пълната мощност на веригата. В електрическите системи с нисък фактор на мощността е необходим повече ток в сравнение със системи в висок фактор на мощността при едно и също количество използвана полезна мощност. По-високите стойности на тока обуславят по-високи енергийни загуби в разпределителните системи.

Дефиниция

В линейните променливотокови вериги, мощността съдържа три компонента (фиг.3): реална мощност (активна мощност) (Р), с измервателна единица Ват (W), пълна мощност (S), измервателна единица волт-ампер (VA) и реактивна мощност (Q), измервателна единица волт-ампер-реактивни (VAr).

Ако φ е фазовият ъгъл между тока и напрежението, тогава факторът на мощността е равен на косинуса на ъгъла $|\cos \varphi|$:

$$|P| = |S| |\cos \varphi|. \tag{2}$$

По определение факторът на мощността е число между 0 и 1. Когато факторът на мощността е равен на 0, енергийният поток е изцяло реактивен. Активната мощност е P = 0, а реактивната мощност е равна на пълната мощност (Q = S). Когато факторът на мощността е 1, цялата подадена енергия се изразходва от консуматора. Тогава активната мощност е равна на пълната мощност (P = S), а реактивната мощност е Q = 0 (фиг.1).



КW Фиг.3. Триъгълник на мощностите

Формиране на надбавката за реактивна енергия

Табл.1. Структура на времевата редица за активна и реактивна енергия

Период	Времеви от- печатък	Стойност, kW	Статус	Стойност, kVAr	Статус
18.4.2013	00:15:00	0,135	W	0,24	W
18.4.2013	00:30:00	0,1425	W	0,2475	W
18.4.2013	00:45:00	0,135	W	0,2475	W
18.4.2013	01:00:00	0,1425	W	0,2475	W
18.4.2013	01:15:00	0,135	W	0,24	W
18.4.2013	01:30:00	0,1425	W	0,2475	W

Използвайки наличните данни от профилите на натоварване отчетени от електромерите на 15 минутни интервали от време (табл.1) с помощта на системи за обработване на наличната информация могат да бъдат извършвани необходимите аритметични операции върху времевите редици за формиране на резултантна такава съдържаща информация за усреднения в 15 минутен интервал от време фактор на мощността (табл.2).

	raomie erpjarjp	и на времевата реднца э	a quartop na monunoerra
Период	Времеви отпечатък	Стойност, kW	Статус
18.4.2013	00:15:00	0,17385	W
18.4.2013	00:30:00	0,177675	W
18.4.2013	00:45:00	0,18135	W
18.4.2013	01:00:00	0,177675	W
18.4.2013	01:15:00	0,17385	W
18.4.2013	01:30:00	0,177675	W

Табл.2. Структура на времевата редица за фактор на мощността

Съгласно зависимостта (1), която се залага за калкулиране на виртуална времева линия съдържаща данни за фактора на мощността за всеки 15 минутен интервал се формира "cosphi" линия съдържаща положителния резултата от израз (1) или стойност "O" ако резултатът от (1) е отрицателен, т.е ъгълът между тока и напрежението е между 1 и 0.9.

Фиг.4 илюстрира графичното представяне на профила на натоварването за активната (линията в синьо) реактивната (линията в червено) и калкулираната линия в резултат от (1).

Стойността формираща надбавката за реактивна енергия представлява агрегираната стойност от всеки 15 минутен интервал от време в формиращ положителна стойност съгласно Чл.7 ал.4 от НРЦЕЕ. Съществена промяна в наредбата
е формирането на надбавка за всеки 15 минутен период в денонощието за разлика от предходния запис в наредбата, който формираше надбавка на база средно месечните количества енергия на дневна и върхова тарифни зони. Тази промяна налага наличието на сериозен изчислителен комплекс способен да обработи 96 стойности в денонощието по 30 дни в месеца, т.е 2880 стойности. Отчитайки факта че броя клиенти на едно от разпределителните дружества е около 9000, като резултат получаваме около 26 000 000 стойности ежемесечно.



Фиг.4. Графичен интерфейс на профилите на натоварване

4. Метрологично осигуряване на процеса

Процесът на метрологично осигуряване на измервателните уреди се състои от няколко аспекта. Съгласно Закона за Измерванията уредите подлежат на първоначална и последваща проверка съгласно "Методиката за проверка на електромери" МП-29/ 2007. Средствата за измерване доставени съгласно наредбата за съществените изисквания на средствата за измерване (MID) подлежат само на последващи проверки.

Съществен пропуск при въвеждане на промените от 05.06.2012 в НРЦЕЕ е липсата на одобрена методика за проверка и сертифициране на профилите на натоварване, записвани в електронните електромери. Този факт обуславя липса на възможност за установяване на коректността на измерване и регистриране на електрическата мощност/енергия в измервателните уреди от оторизираните органи. Т.е липсва методика за извършване на експертизна проверка на уреди в случай на съмнение за грешка в измерването от някоя от страните участващи в търговски разплащания.

5. Заключение

Профилите се използват за търговски разплащания на либерализирания пазар а така също и за разплащане на мрежови компоненти какъвто представлява надбавката за реактивна енергия. Липсата на нормативна база за метрологично осигуряване на товаровите профили налага:

- 1. В "НАРЕДБА ЗА СРЕДСТВАТА ЗА ИЗМЕРВАНЕ, КОИТО ПОДЛЕ-ЖАТ НА МЕТРОЛОГИЧЕН КОНТРОЛ" да се дефинира изискване за проверка и сертифициране на профила на натоварване регистриран от електромера в случаите които средството за измерване разполага с тази техническа възможност и е конфигурурано.
- 2. Създаване на методика или включване в съществуващата МП-29/ 2007 на технически дефиниции за съответствието на профилите на натоварване регистрирани от електромера с еталонни такива генерирани от изпитвателна апаратура.

ЛИТЕРАТУРА

[1] БДС EN 62056-61:2007 "Измерване на електрическа енергия. Обмен на данните за показанията на електромера, управление на тарифите и товарите. Част 61: Система за идентификация на обекти"

[2] НРЦЕЕ "НАРЕДБА № 1 ОТ 18 МАРТ 2013 Г. ЗА РЕГУЛИРАНЕ НА ЦЕ-НИТЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ"

[3] МП-29/ 2007 - "Методика за проверка на електромери"

[4] Directive 2004/22/EC on Measuring Instruments (MID) for application by EU Member States from 30 October 2006

[5] "Наредба за средствата за измерване, които подлежат на метрологичен контрол", приета с ПМС № 239 от 24.10.2003 г.Обн. ДВ. бр.98 от 7 Ноември 2003г., изм. ДВ. бр.96 от 30 Ноември 2005г., изм. ДВ. бр.40 от 16 Май 2006г., изм. ДВ. бр.80 от 3 Октомври 2006г., изм. ДВ. бр.37 от 8 Май 2007г., изм. ДВ. бр.46 от 12 Юни 2007г., изм. ДВ. бр.56 от 22 Юли 2011г

Автори: Атанас Попов – маг. инж. докт. - катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *atanaspopov@abv.bg*; Георги Милушев, доц. д-р - катедра "Електроизмервателна Техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *milushev@unitech-bg.com*

Постъпила 14.05.2013

Рецензент: проф. д-р Пламен Цветков



ОТНОСНО ВЪЗНИКВАЩИ ГРЕШКИ В СЕНЗОР ЗА ГОЛЯМ ПОСТОЯНЕН ТОК С ЕЛЕМЕНТ НА ХОЛ ПРИ НЕСИМЕТРИЧНО ТОКОВО ВЪЗБУЖДАНЕ

Деница Държанова

Резюме: Анализирано е поведението на сензор за голям (до 15,6 кА) постоянен ток с първичен преобразувател елемент на Хол, при несиметрично токово възбуждане. Конструктивно сензорът е предназначен за промишлена инсталация за електролиза на мед, със зададена шинна конфигурация [1]. Елементът на Хол е разположен в една от въздушните междини на магнитопровод от листова електротехническа стомана. Установено е влиянието на отместването на шините за обратен ток (шините извън прозореца на магнитопровода) върху магнитната индукция в зоната на елемента на Хол. Посочено е как грешки от такъв характер могат да бъдат минимизирани посредством еталониране с подходящо секционирана многонавивкова бобина в лабораторни условия. Анализът е проведен посредством компютърно моделиране във FEMM среда. Ключови думи: Сензор на ток, елемент на Хол, магнитопровод, обратен проводник, компютърно FEMM моделиране

ON THE ERRORS OF A LARGE DC CURRENTS HALL ELEMENT SENSOR UNDER NON-SYMMETRIC CURRENT EXITATION

Denitsa Darzhanova

Abstract: In the paper the response of a large (up to 15,6 kA) DC current sensor with a Hall effect primary converting element has been analyzed under non-symmetric current excitation. This sensor is designed for industrial copper electrolysis installation with specific busbar configuration [1]. The Hall element is located in one of several air-gaps of a magnetic core, constructed by use of electrical silicon sheet steel. The influence of the busbar conductor outside the core window (the back current conductor) on the magnetic flux density in the Hall element area has been determined. It has been also pointed out how to minimize the errors arising, by means of laboratory pre-adjustment using multi-winding coil suitably constructed. The results are based on computer FEMM analyses of the sensor magnetic field.

Key words: Current measurement, Hall Effect sensor, back current conductor, FEMM analyses, laboratory pre-adjustment

1. Въведение

Основен обект на изследването е магнитната система на сензор за голям постоянен ток с първичен преобразувател елемент на Хол [1]. Сензорът е предназначен за промишлена инсталация за електролиза на мед. Номиналният ток е 13 кА, с допълнително изискване за разширение на обхвата с 20%, т.е измервания постоянен ток към ваните за електролиза достига стойност 15,6 кА.

Магнитопроводът на сензора е рамков "О" тип от листова електротехническа стомана. В прозореца е разположен единият от възбуждащите проводници, наречен условно Шина +, който представлява 4 отделни шини с размери 120 мм на 10 мм. Вторият (обратен) възбуждащ проводник, означен като Шина –, е разположен извън прозореца. Съгласно заданието е възможно Шина – да бъде пространствено отместена спрямо магнитопровода. Такова отместване на обратния проводник поражда принципни грешки във външната характеристика на сензора. Необходимо е те да се оценят, както и да се предложат и средства за възможното им минимизиране.

На фиг.1 е показана схематично конструкцията на магнитопровода. Сечението е квадратно с размер 25 мм, като са въведени общо 6 въздушни междини с общ размер 30 мм. Във въздушната междина на едно от бедрата (в неговата среда) на магнитопровода е предвидена работна площадка за елемента на Хол. Размерите на прозореца са $a_1 = 90 \, mm$ и $b_1 = 140 \, mm$.



Фиг.1

Изборът на общата въздушна междина е съобразен с условието [1] да се постигне линейност (константна чувствителност) на сензора. При максимален измерван ток магнитната индукция в зоната на елемента на Хол е 0,65 Т, като теоретичната грешка от нелинейност в такъв случай не е по-голяма от 0,5%.

Приведеният по-долу анализ на магнитното поле на сензора е предшестван от допълнителен по-общ теоретичен анализ, за да се оцени доколко качествата на магнитопровода и броят на въздушните междини влияят принципно върху стойността на магнитната индукция в зоната на елемента на Хол.

2. Фактори определящи влиянието на обратния проводник върху магнитното поле в областта на елемента на Хол

В известната литература [2,3,4] конструкциите на сензори с елемент на Хол се представят и анализират основно чрез тороидален магнитопровод с една или две въздушни междини. Възбуждащият полето проводник е разположен в центъра на прозореца. При измерване на големи токове обаче в [2] е отбелязано специално, че е целесъобразно броят на въздушните междини да бъде по-голям и че влиянието на задължителния втори (обратен) проводник не може да се пренебрегне. Предложено е да се търси решение посредством допълнителен анализ в зависимост от конкретния случай.

Безспорно е, че върху разпределението на магнитното поле в областта на магнитопровода и около него влияние оказват магнитните свойства на материала на магнитопровода, а също броя на въздушните междини, тяхното разположение и размер. Въпросът е колко голямо е това влияние, тъй като при желана точност на измерване от 0,5% до 1% или дори 3% това придобива основно значение.

Отговор на тези въпроси дават резултатите от анализа на простата конфигурация показана на фиг.2. Тя представлява магнитопровод с една въздушна междина и централно разположен в прозореца проводник с ток. Извън магнитопровода е разположен втори (обратен) проводник, по който протича същият ток. Магнитното поле е анализирано във FEMM среда [5], като е изчислявано с колко се променя магнитната индукция във въздушната междина при промяна на двата основни фактора – качество на материала и броя на въздушните междини.



Фиг.2

В табл.1 е показано как влияе качеството на материала на магнитопровода (неговата магнитна проницаемост). За три случая на позициониране на обратния проводник спрямо дясното бедро: x = 10 mm (симетричен), x = 100 mm и x = 250 mm, е изчислена магнитната индукция $B_L \cdot 10^{-3} T$ в средата на лявото (с въздушна междина) бедро. Посочена е условната "грешка", определена спрямо случая с най-качествен материал $\delta = \frac{B_{\mu} - B_{\mu 2000}}{B_{\mu 2000}} \cdot 100 \%$. Въздушната междина е

 $\delta = 6 \ mm$, а възбуждащия ток 500А.

Таблица 1

X [mm]	Относителна магнитна проницаемост на материала µ						
	μ	2000	1500	1000	500		
10	$B_L . 10^{-3} T$	101,57	100,74	99,12	94,55		
10	δ%	0	-0.82	-2,41	-6,92		
100 -	$B_L . 10^{-3} T$	101,65	100,85	99,27	99,84		
	δ%	0	-0,79	-2,34	-6,7		
250 -	$B_L . 10^{-3} T$	101,67	-100,87	99,30	94,90		
	δ%	0	-0,79	-2,33	-6,66		

Тези данни показват убедително, че при една въздушна междина и качествен материал ($\mu > 2000$), дори едно съществено отместване (несиметрия) на обратния проводник, влияе сравнително слабо върху магнитната индукция в зоната на елемента на Хол. Все пак когато са възможни отклонения в характеристиките на използвания материала за магнитопровод, е целесъобразно да се проведе изследване или еталониране в лабораторни условия.

Влиянието на линейното отместване на обратния проводник в случай на повече от една въздушни междини е изследвано само за материал с магнитна проницаемост $\mu = 2000$. Това е направено за стойности за отместването x, които водят до по-значителни разлики – в диапазона от $x = 10 \, mm$ (симетричен случай спрямо дясното бедро на магнитопровода) до $x = 200 \, mm$. Те са приведени в табл.2. Условната грешка е изчислявана спрямо приетия за базов случай от $x = 10 \, mm$ съгласно израза $\delta = \frac{B_x - B_{x10}}{B_{x10}} \cdot 100 \,\%$.

Анализът обхваща 4 случая при които общата въздушна междина запазва стойност от бмм, но броят на междините е различен:

- Случай А една междина от бмм;
- Случай Б две междини по Змм;
- Случай С шест междини по 1мм.
- Случай Д десет междини по 0,6мм;

Тези резултати показват, че при повече от една въздушни междини, влиянието на обратния проводник е по-съществено, като са възможни разлики ("грешки") дори от порядъка на 8-10%, ако не бъде проведено изследване (моделиране) на конструкцията с реално разположени *прав и обратен проводници*.

Посочените в табл.2 стойности за условната "грешка" графично са илюстрирани посредством фиг.3

Таблица 2

X [1	mm]	10	30	50	100	150	200
Случай	$B_L . 10^{-3} T$	101,57	101,61	101,63	101,65	101,66	101,66
Α	δ%	0	0,06	0,037	0,08	0,09	0,09
Случай	$B_L . 10^{-3} T$	92,96	96,937	98,315	99,905	100,567	100,863
Б	δ%	0	4,06	5,75	7,47	8,18	8,50
Случай	$B_L . 10^{-3} T$	96,333	99,820	101,528	103,306	103,973	104,359
С	δ%	0	3,62	5,39	7,24	7,93	8,33
Случай	$B_L . 10^{-3} T$	94,850	98,563	100,343	102,226	103,019	103,395
Д	δ%	0	3,91	5,79	7,78	8,61	9,01



3. Влияние на обратния проводник върху магнитното поле на изследвания в [1] сензор за голям ток

На фиг.4 е представен компютърно изследвания модел на сензора. Обратният проводник (комбинацията от 4-те разположени една до друга шини) в базовия случай се намира на разстояние 10mm от дясното бедро на магнитопровода. Стойностите на магнитното поле са изчислявани за три стойности на общия възбудителен ток в диапазона до 15 000А (съответно 300А, 9000А и 15 000А). Като магнитен материал е въведена листова електротехническа стомана чиято магнитна проницаемост е $\mu = 4400$ при индукции от 1,3 Т.

В табл.3 са приведени резултати за усреднената магнитна индукция в две характерни напречни сечения на магнитопровода:

• *B_L* – изчислена като средна стойност в площадка с размери 10×10 *mm* в средата на въздушната междина от 3*mm* в лявото бедро на магнитопровода;

B_R – изчислена по същия начин, но в средата на въздушната междина от 3*mm* в дясното бедро на магнитопровода



Фиг.4

Таблица 3

I [A]	X [mm]	0	40	80	180	390
200	$B_L . 10^{-3} T$	12,74	13,16	13,43	13,80	14,05
300	$B_R . 10^{-3} T$	18,44	17,47	16,95	16,37	16,02
0.000	B_L . 10 ⁻³ T	385,0	397,6	405,7	416,9	424,4
9 000	$B_R . 10^{-3} T$	556,4	527,2	511,6	494,1	483,6
15 000	$B_L . 10^{-3} T$	641,6	662,6	676,2	694,8	707,3
15 000	$B_R . 10^{-3} T$	927,3	878,6	852,6	823,4	805,9

От тези резултати количествено става ясно как при отдалечаване на обратния проводник (когато нараства отстоянието X спрямо приетото за начало разстояние x = 10 mm), неговото *размагнитващо* влияние върху полето в лявото бедро намалява, като в същото време *намагнитващото* му влияние върху полето на дясното бедро също отслабва. Това влияние няма линеен характер и се проявява най- силно при малки стойности на отместването X. От гледна точка на процентните разлики, както се вижда от приведените стойности за индукцията B_L в табл.4, влиянието е съществено, тъй като се достигат стойности от порядъка на 10% и повече. Процентната разлика отнесена към базовия (симетричен) случай

260

 $x = 10 \, mm$, е изчислявана като $\delta = \frac{B_X - B_{X10}}{B_{X10}} \cdot 100 \,\%$. Ясно е също, че в този обхват

на магнитната индукция за моделирания материал, стойността на възбудителния ток не оказва практически никакво влияние. Графично влиянието на отместването X при ток I = 9000 A е илюстрирано посредством фиг.5.

Таблица 4

I,A	X,mm	0	40	80	180	390
300	δ%	0	-3,29	-5,41	-8,32	-10,28
9 000	δ%	0	-3,27	-5,38	-8,28	-10,23
15 000	δ%	0	-3,27	-5,39	-8,29	-10,24



Фиг.5

4. Възможности за компенсиране на грешки от несиметрично разположен обратен проводник

В [1] е предложен принципен подход за еталониране на сензора за голям ток посредством многонавивкова бобина, която създава еквивалентен възбуждащ ток. Показано е посредством моделиране в FEMM програмна среда, как трябва да се разположи намотката на такава бобина в прозореца на магнитопровода така, че разликата в магнитната индукция в зоната на елемента на Хол спрямо случая с реални шини, да бъде минимална. Изследван е обаче само случай при който възбуждащите проводници в прозореца на магнитопровода и извън него (реални шини или секции на еталонната бобина) са разположени симетрично спрямо дясното бедро според фиг.4.

По-долу са приведени допълнителни резултати, които доказват как чрез въведена несиметрия в конструкцията на еталониращата намотка, е възможно да се постигне допълнителен ефект, включително за случаите когато реалният обратен проводник (шина) е отместен спрямо симетричното си положение.

На фиг.6 е показан изследвания модел на магнитна система. Еталониращата бобина е представена само с една секция с размери 120 х 10mm. Двата проводника моделиращи Шина + - Шина – са означени съответно с П+ и П-. Тяхната позиция спрямо въведената координата Х - (за Шина –) и Х+ (за Шина +) може да бъде най-различна. На фиг.6 е показано положение прието условно за начално, при което П+ и П- се намират на разстояние от 10мм съответно от лявата и дясната страна на дясното бедро на магнитопровода. Изследвани са допълнителни 3 различни позиции на тези 2 проводника, така че общо изследваните комбинации са 16. При тези комбинации проводниците П+ и П- са отмествани съответно наляво и надясно на разстояние от дясното бедро на 30, 50 и 70 мм.

Получените резултати за изчислените магнитни индукции в средата на лявото и дясно бедро на магнитопровода, означени като $B_L \cdot 10^{-3} T$ и $B_R \cdot 10^{-3} T$, са приведени съответно в табл.5 и в табл.6. Възбудителният ток е I = 9000 A, еднакъв за П+ и П-.

Позиция П-		10мм	30мм	50мм	70мм
	10мм	341,17	350,31	357,76	363,87
Позиция	30мм	360,02	369,16	376,61	382,72
Π+	50мм	382,11	391,26	398,72	404,81
	70мм	408,66	417,81	425,26	431,36

Таблица 5 – Резултати за $B_L . 10^{-3} T$

Таблица 6 – Резултати за $B_R . 10^{-3} T$

Позиция П-		10мм	30мм	50мм	70мм
Позиция П+	10мм	624,75	598,08	579,23	566,37
	30мм	598,32	571,67	552,82	539,96
	50мм	576,22	549,57	530,74	517,85
	70мм	557,37	530,70	511,92	499,02

Съпоставяйки тези резултати с резултатите приведени в табл.3, стават ясни възможностите за еталониране с минимални грешки посредством несиметрично конструирана многонавивкова бобина. Така например при отместване на реалните Шини – на разстояние 80 мм, изчислената стойност за индукцията в зоната на елемента на Хол е $B = 405,7.10^{-3} T$. Съвсем близко до тази стойност от Таблица 5 е стойността $B = 404,81.10^{-3} T$, т.е разстояние на П- от 70мм, а на П+ 50мм.



Фиг.6

5. Заключение

5.1 Несиметрията в разположението на обратния проводник спрямо проводника в прозореца на магнитопровода при измерване на големи постоянни токове чрез сензор с елемент на Хол, може значително да увеличи грешката на сензора. Дори при качествен магнитен материал ($\mu_r > 2000$) тази грешка може да достигне 8-10%, когато броят на въздушните междини в магнитопровода е повече от една.

5.2 Съществени отклонения за магнитната индукция в зоната на магнитопровода, където е разположен елемента на Хол, възникват когато обратния проводник бъде отместен от симетричното му положение на разстояние съизмеримо с размера на прозореца на магнитопровода.

5.3 При ясна пространствена конфигурация на правия и обратен проводници възбуждащи магнитното поле в магнитопровода, съществува принципна възможност да се проведе лабораторно еталониране на сензора посредством многонавивкова бобина, чиято намотка може да бъде и конструктивно несиметрична спрямо бедрото на магнитопровода.

5.4. Когато бобината е несиметрична, секциите в прозореца на магнитопровода и извън него трябва да бъдат позиционирани така, че да минимизират възникваща грешка при зададена промяна в положението (отместване) на оригиналния (шина) обратен проводник.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Държанова Д., Сензор за постоянен ток с елемент на Хол, предназначен за промишлена система за електролиза на мед, Годишник на ТУ-София, том 1, 2013

[2] Русев Д., В. Митева, Галваномагнитна техника, Техника, София, 1974

- [3] Yixiao Wang, Ji-Gou Liu, Jing Zhao, Yongcai Yang, *Split Core Closed Loop Hall Effect Current Sensors and Applications*, PCIM EUROPE International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality, Nuremberg, Germany, May 2012
- [4] Чекмарев А., Датчики тока и напряжения ABB от печатной платы до преобразователей гигантов, Силовая електроника №3, 2006
- [5] D. Meeker., *Finite Element Method Magnetics*, User's guide, version 4.2, 2010

Автор: Деница Държанова, гл. асистент, д-р - катедра "Електроизмервателна техника", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *dpetrova@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент доц. д-р В. Иванчева



ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТЕНЗОРЕЗИСТОРИ ЗА УЧЕБНИ ЦЕЛИ

Николай Гуров, Божидар Джуджев

Резюме: Тензорезисторите са едни от най-разпространените и прилагани в практиката преобразуватели. Те се използват директно за измерване на деформация, която може да бъде причинена от сили, налягания, моменти, топлина, структурни промени на материала и др. В много случаи различни величини се преобразуват в деформация и се измерват с помощта на тензорезистори. В статията са разгледани подробно тензорезисторите, като е обърнато внимание на основните им характеристики. Показано е експерименталното им изследване в лабораторни условия с учебна цел. Разработени са виртуални инструменти за измерване на преместване и маса, които позволяват да се снемат и изчислят основните характеристики на преобразувателите. Ключови думи: тензорезистор, преместване, измерване, маса, характеристики на тензорезистор.

STUDY OF STRAIN GAUGES FOR EDUCATIONAL PURPOSES

Nikolay Gourov, Bozhidar Dzhudzhev

Abstract: Strain gauges are between the most spread and widely used in practice transducers. They are measuring directly strain, which can be caused by forces, pressures, moments, heat, structural changes of the material etc. In many cases other quantities are converted to strain and measured with help of strain gauges. In this paper strain gauges are discussed in detail, having in mind their main characteristics. Their experimental study in laboratory environment is shown for educational purposes. Virtual instruments are designed to measure displacement and mass applying transducers with strain gauges. They allow exploration and calculation of the main characteristics of transducers and strain gauges used.

Keywords: strain gauges, displacement, measurement, mass, characteristics of strain gauges.

1. Тензорезистори - основни понятия

Тензосъпротивителният принцип на преобразуване се основава на изменението на активното електрическо съпротивление на еластичен проводник или полупроводник залепен на изследван детайл при изменение на механичното напрежение, респективно на деформациите в него, предизвикани от действието на някаква физико-механична величина от силов тип - сила, момент, налягане и др. [1]. 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 ρ , дължина l и напречно сечение s – бъде подложен на натоварване по оста със сила F (фиг.1), в него възниква едномерно напрегнато състояние (чист опън или натиск), в следствие на което се променят неговите дължина l, напречно сечение s и специфично съпротивление ρ . В границите на еластичната област тези изменения са пропорционални на приложената сила F.



Фиг.1. Едномерно напрегнато състояние на проводник

В ненатоварено състояние електрическото съпротивление R на проводника е [4]:

$$R = \rho \frac{l}{s} \tag{1}$$

След диференциране се получава:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{ds}{s}$$
(2)

което при крайни нараствания може да се запише във вида:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta s}{s}$$
(3)

ИЛИ

$$\varepsilon_R = \varepsilon_\rho + \varepsilon_l - \varepsilon_s \tag{4},$$

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 ε_r е свързана с надлъжната ε_l чрез коефициента на Поасон μ , т.е.

$$\varepsilon_r = -\mu\varepsilon_l \tag{5}$$

Напречното сечение s на проводник с радиус r е

$$s = \pi r^2 \tag{6}$$

След диференциране се получава $ds = 2\pi r dr = 2s (dr/r)$ или ds/s = 2(dr/r), т.е.

$$\varepsilon_s = 2\varepsilon_r = -2\mu \varepsilon_l. \tag{7}$$

Тогава относителното изменение на съпротивлението ще бъде:

$$\varepsilon_R = \varepsilon_\rho + \varepsilon_l . (1 + 2\mu). \tag{8}$$

Отношението

$$k = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} = \frac{\varepsilon_\rho}{\varepsilon_l} + (1 + 2\mu) \tag{9}$$

се нарича коефициент на тензочувствителност [2]. 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.

В зависимост от вида на тензосъпротивителния проводник и технологията на изработване, металните тензорезистори се делят на две групи - жични и фолийни. Номиналното съпротивление на тензорезистора е от порядъка на $R = 30 - 600 \Omega$.

Основните характеристики на металните тензорезистори са обобщения коефициент на тензочувствителност (*K* - фактор), напречната чувствителност, хистерезиса, пълзенето на подложката и лепилото под товар и температурната грешка.

Напречната чувствителност на тензорезистора се дължи на деформирането на напречните участъци от решетката на тензорезистора, които не са в направление на измерваната деформация.

 $k_{l} = \frac{nlk}{L}$ – коефициент на надлъжна чувствителност $k_{a} = \frac{ak}{L}$ – коефициент на напречна чувствителност

където L = nl + a - общата дължина на проводника; n - броят на участъците с дължина l.

Отношението на тези коефициенти се нарича напречна чувствителност на тензорезистора: [3]

$$\chi = \frac{k_a}{k_l} = \frac{a}{nl} \tag{10}$$

Напречната чувствителност зависи от размерите на решетката на тензорезистора *а* и *l*. С намаляване на широчината *a* на решетката и увеличаването на базата й *l* напречната чувствителност намалява (при n = const). Напречната чувствителност предизвиква появата на мултипликативна грешка.

Параметърът $K = k_l - \mu k_a$ се нарича обобщен коефициент на тензочувствителност (К – фактор). Той е валиден само при едномерно напрегнато състояние и се посочва от производителя. K – факторът е характеристика на тензорезисторите, която зависи от технологията и качеството на залепването. Поради това технологията на залепване трябва точно да се спазва. Само при пренебрежимо малка напречна чувствителност ($\chi \approx 0$), K – факторът е практически равен на

коефициента на тензочувствителност k и не зависи от вида на напрегнатото състояние ($K \approx k$).

При последователно натоварване и разтоварване на тензорезистор се получава грешка от хистерезис, дължаща се на релаксационни явления в материала на подложката и лепилото. След няколкократни натоварвания и разтоварвания грешката от хистерезис намалява. Затова се препоръчва преди измерване да се прави няколкократна "тренировка" на тензорезистора чрез последователно натоварване и разтоварване.

Изменението на съпротивлението на тензорезистора във времето се характеризира от стабилността на тензорезистора. Тя е свойство показващо способността на един преобразувател да поддържа метрологичните си характеристики постоянни във времето.

При изменение на температурата се променя началното съпротивление на тензорезистора и коефициента на тензочувствителност. Това предизвиква адитивна и мултипликативна температурна грешка.

Температурната грешка може да бъде намалена чрез подбиране на материала на тензочувствителния проводник.

Друг начин за намаляване на температурната грешка е въвеждането на допълнителен тензорезистор (изпълняващ ролята на опорен или компенсационен), закрепен върху планка, намираща се в добър топлинен контакт с изследвания обект, която не променя размерите си при натоварване на изследвания обект. Двата тензорезистора се намират при еднакви температурни условия. Работният тензорезистор реагира на деформацията на изследвания обект и на температурната промяна, а допълнителният реагира само на температурната промяна. По такъв начин се осъществява термокомпенсация на адитивната съставляваща на температурната грешка.

Обикновено тензорезисторите се включват в мостова схема (фиг.2) [1]



Фиг.2. Мост на Уитстон

За изходното напрежение на моста (U_{изх.}) в този случай може да се запише:

$$U_{u_{3x}} = U_{3ax} \cdot \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}$$
(11)

Условието за баланс на моста ($U_{\mu_{3x}} = 0$) е:

$$R_1 \cdot R_3 - R_2 \cdot R_4 = 0$$
 или $R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$, т.е. $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$ [4]

Изменението на едно от съпротивленията на моста с ΔR ще предизвика дисбаланс на моста, пропорционален на ΔR .

При четири тензорезистора - всички елементи са активни (пълен мост):

$$\frac{U_{u_{3X.}}}{U_{_{3AX.}}} = \frac{k}{4} \cdot (\varepsilon_1 + \varepsilon_3 - \varepsilon_2 - \varepsilon_4)$$
(12)

Ако тензорезисторите са идентични (т.е. $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = -\varepsilon_2 = -\varepsilon_4 = \varepsilon$), следва:

$$\frac{U_{u3x.}}{U_{3qx}} = k.\varepsilon \tag{13}$$

При един активен тензорезистор $\varepsilon_1 = \varepsilon$; $\varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon_4 = 0$

$$\frac{U_{u_{3X.}}}{U_{axx}} = \frac{k}{4} \cdot \varepsilon \tag{14}$$

При два тензорезистора, разположени единият надлъжно, а другият напречно (фиг.3.а)): [3]

$$\varepsilon_1 = \varepsilon \tag{15}$$

$$\varepsilon_2 = -\mu . \varepsilon \tag{16}$$

$$\varepsilon_3 = \varepsilon_4 = 0 \tag{17}$$

$$\frac{U_{u_{3X.}}}{U_{_{3ax.}}} = \frac{k}{4} \cdot (\varepsilon + \mu \cdot \varepsilon) = \frac{k \cdot \varepsilon}{4} \cdot (1 + \mu)$$
(18)



Фиг.3. Надлъжно и напречно разположение на тензорезистори

При четири тензорезистора (фиг.3.b)): [3]

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = \varepsilon \tag{19}$$

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_4 = -\mu \varepsilon \tag{20}$$

$$\frac{U_{uxx.}}{U_{3ax.}} = \frac{k}{4} \cdot (2.\varepsilon + 2.\mu.\varepsilon) = \frac{k.\varepsilon}{2} \cdot (1+\mu)$$
(21)

За прецизни измервания се проектират специални модули за измерване в зависимост от начина, по който ще се прилага силата. На практика тези преобразуватели не се използват самостоятелно, а като чувствителни елементи в измервателни устройства, които преобразуват неелектрическата величина в електрическа. Най-често описаните по-горе преобразуватели се вграждат по специална технология в конструкция, която се натоварва. Вследствие на натоварването конструкцията се деформира и така вградените в нея чувствителни елементи регистрират промяната и отчитат деформацията, която е пропорционална на съответното натоварване и на получената електрическа величина. Това се прави с цел да се подобрят метрологичните характеристики на измервателното устройство. Сигналите, които се получават от преобразувателите са много малки и в повечето случаи се налага те да бъдат усилени до стойност, подходяща за по-нататъшна обработка. Обикновено за тази цел се използват усилватели с голям коефициент на усилване (най-често реализирани на базата на инструментални операционни усилватели).

2. Хардуерна част

Разработени са два виртуални инструмента, с помощта на които може да се изследват тензорезистори с учебна цел. Първият служи за измерване на преместване, а вторият за измерване на маса. Схемата на опитната постановката за измерване на преместване е показана на фиг.4.



Фиг.4. Схема на опитната постановка

Тя включва следните обособени блокове:

- Лабораторни макети ТК2941А, ТК294В и ТК294Е на фирмата Feedback;
- Платформа NI ELVIS II на фирмата National Instruments;
- Резисторна декада;
- Усилвател с коефициент на усилване К=100, разработен в кат. ЕИТ;
- Компютърна конфигурация;

Макетът ТК2941А включва потенциометъра Р, съпротивлението 220 Ω , моста на Уитстон с възможност за задаване на съпротивленията R₁ и R₂. На макета ТК2941В е разположен повторител (с коефициент на усилване K=1) реализиран с мощен операционен усилвател, който предотвратява претоварване на захранването. ТК294Е представлява механично устройство за задаване на преместване. Захранване 15V, -15V и 0V се взема от платформата NI ELVIS II.

В един от рамената на моста на Уитстон се включва резисторна декада, с която се нулира мостът в началото (положение, което съответства на нулево преместване). Сигналът от измервателния диагонал на моста се подава на усилвател, който го усилва 100 пъти. Усиленият сигнал се подава на NI ELVIS II и се обработва с персонален компютър. Така реализираната опитна постановка позволява да се извърши изследване на преобразуватели за измерване на преместване с един и два работни тензорезистора. При изследването могат да се снемат характеристиките на преобразувателите, и да се изчисли коефициентът на тензочувствителност k на тензорезисторите.

Опитната постановка за измерване на маса повтаря изцяло опитната постановката за измерване на преместване в частта и надясно от моста на Уитстон (фиг.4). Частта наляво от измервателния усилвател е заменена с тензодоза 108 ВА на фирма Youngzou. Тензодозата представлява алуминиева конструкция с вградени тензорезистори, които са включени в четирираменен мост. Кабелите за захранване и снемане на сигнал от измервателния диагонал на моста са изведени от конструкцията. Захранването се взема отново от NI ELVIS II, а сигналът от измервателния диагонал на моста се подава на усилвателя.

3. Софтуерна част

Софтуерът е разработен в програмна среда LabView 8.5. На фиг.5 е показана блок диаграмата на виртуалния инструмент за измерване на преместване.



Фиг.5. Блок диаграма на виртуален инструмент за измерване на преместване Резултатите се визуализират с индикатор показан на Фиг.6.



Фиг.6. Индикатор на виртуален инструмент за измерване на преместване

Фиг.7 показва алгоритъма, по който се обработва и визуализира информацията в персоналния компютър. Виртуалният инструмент за измерване на маса работи по същия алгоритъм (фиг.7). Програмната част на инструмента също е подобна на тази показана на Фиг.6, като единствените разлики са че за настройване на нулата се замества константата 0 с 0,283 (фиг.8) и се променя индикатора (фиг.9).

4. Резултати от измерванията

Направени са опити за измерване на преместване с преобразувател с един и два тензорезистора. В първият случай се задава $R_1=R_2=100\Omega$ и винта на микрометъра на макет ТК249Е на 0mm. С резисторната декада се нулира мостът. Премества се винта на 1,5mm и с потенциометъра Р се настройва индикатора на 1,5mm. Тези стъпки се повтарят докато индикаторът при 0mm не покаже 0 и при 1,5mm не покаже 1,5 mm. Снета е характеристиката на преобразувателя за стойности от 0mm до 1,5mm със стъпка от 0,1mm. Относителните изменения на съпротивлението ($\Delta R/R$) и на удължението ($\Delta l/l$) на тензорезистора са изчислени по зависимостите:

Табл. 1



				1 a0.1. 1
Y	$U_{\mu_{3X}}/U_{3ax}$	$\Delta R/R$	$\Delta l/l$	$k=(\Delta R/R)/$
				$(\Delta l/l)$
mm	* 10 ⁻⁶	* 10 ⁻⁶	* 10 ⁻⁶	-
0	0	0	0	0
0,1	17	68	30	2,267
0,2	33	132	61	2,164
0,3	49	196	91	2,154
0,4	70	280	121	2,314
0,5	93	372	151	2,464
0,6	107	428	181	2,365
0,7	122	488	212	2,302
0,8	144	576	242	2,380
0,9	165	660	272	2,426
1,0	179	716	302	2,371
1,1	198	792	332	2,386
1,2	216	864	363	2,380
1,3	234	936	393	2,382
1,4	252	1008	423	2,383
1,5	268	1072	453	2,366

Фиг.7. Алгоритъм на действие на виртуалните инструменти





Фиг.8. Промяна при настройване на нулата



$$\frac{\Delta R}{R} = 4. \frac{U_{uxx.}}{U_{ax.}} \quad \text{M} \quad \frac{\Delta l}{l} = \frac{3.Y.X.h}{2.L^3}$$
(22)

където Y е линейното преместване на свободния край на конзолно закрепена греда с правоъгълно сечение и дебелина h; L е дължината на гредата; а X е разстоянието от свободния край на гредата до средната линия на тензорезистора. Данните от измерванията са показани в табл.1.

При преобразувател с два тензорезистора се задава $R_1=100\Omega$ (R_2 е заместен от тензорезистор). Правят се същите настройки. Тук $\frac{\Delta R}{R} = 2.\frac{U_{usx.}}{U_{sax.}}$, а за относител-

ното изменение на удължението/свиването на тензорезисторите важи зависимостта (22). Данните от измерванията са показани в табл.2. фиг.10 показва зависимостта на изменението на изходното напрежение на моста от относителното изменение на удължението/свиването на тензорезисторите.

				1аол. 2
Y	U _{изх.} /U _{зах.}	$\Delta R/R$	$\Delta l/l$	$k=(\Delta R/R)/$
				$(\Delta l/l)$
mm	* 10 ⁻⁶	* 10 ⁻⁶	* 10 ⁻⁶	_
0	0	0	0	0
0,1	29	58	30	1,933
0,2	72	144	61	2,361
0,3	104	208	91	2,286
0,4	144	288	121	2,380
0,5	179	358	151	2,371
0,6	216	432	181	2,387
0,7	252	504	212	2,377
0,8	288	576	242	2,380
0,9	324	648	272	2,382
1,0	359	718	302	2,377
1,1	396	792	332	2,386
1,2	435	870	363	2,397
1,3	464	928	393	2,361
1,4	503	1006	423	2,378
1,5	539	1078	453	2,380

		Табл. 3
Нато-	Индикатор	Индикатор
варва-	(нарастване	(намаляване
не	на тежестта)	на тежестта)
kg	kg	kg
0	0	0,002
0,01	0,005	0,015
0,02	0,017	0,024
0,05	0,045	0,049
0,10	0,100	0,101
0,20	0,200	0,200
0,50	0,495	0,503
1,00	0,998	1,005
2,00	1,999	2,004
5,00	5,012	5,012

За измерване на маса с тензодоза се настройва индикаторът да показва 0kg когато тензодозата е без товар и 5kg когато е натоварена съответно с 5kg. Снети са стойности при различно натоварване в посока нарастване, а после и в посока намаляване на тежеста. Резултатите са показани в табл.2. Ясно се вижда получаването на хистерезис като се сравнят данните при нарастване и при намаляване на тежестта.



Фиг.10. Зависимост на изменението на изходното напрежение на моста от относителното изменение на удължението/свиването на тензорезисторите

5. Заключение

В статията са разгледани тензорезисторите като едни от най-разпространените и използвани преобразуватели на неелектрически величини в електрически. Представени са теоретичните основи на измерванията с помощта на тензорезистори и са дадени основните им характеристики. Разработени са два виртуални инструмента в средата на LabVIEW. Те са предназначени за измерване на преместване и маса и позволяват лабораторни изследвания с учебна цел. Предложените виртуални инструменти дават възможност да се демонстрират, снемат и изчислят основните характеристики на преобразувателите и използваните в тях тензорезистори. Показани са примерни изследвания и изчисления проведени с предложените виртуални инструменти.

Литература

- [1]. <u>http://www.omega.com/prodinfo/StrainGages.html</u>, посетен на 06.04.2013 год.
- [2]. <u>http://www.eidactics.com/Downloads/Refs-</u> <u>Methods/NI_Strain_Gauge_tutorial.pdf</u>, посетен на 06.04.2013 год.
- [3]. Божидар Джуджев, "Виртуален инструмент за измерване на тегло", Магистърска дипломна работа защитена в кат. ЕИТ на ФА, Технически университет - София, София, 2011
- [4]. Н. Гуров, А. Еленков, В. Иванчева, Г. Милушев, Н. Стоянов, П. Цветков "ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ИЗМЕРВАНИЯ ЧАСТ 2 Ръководство за лабораторни упражнения", Изд. на Технически университет - София, София, 2012

Автори: Николай Гуров гл. ас., катедра "Електроизмервателна техника", ФА, ТУ-София, E-mail address: *nrg@tu-sofia.bg*; Божидар Джуджев, маг. инж. докторант, катедра "Електроизмервателна техника", ФА, ТУ-София, E-mail address: *bojidar.djudjev@abv.bg*

Постъпила на 27.04.2013

Рецензент проф. д-р П. Цветков



ИЗМЕРВАНЕ НА ВИБРАЦИИ С ИНДУКТИВНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ

Божидар Джуджев

Резюме: В статията са разгледани индуктивните преобразуватели и приложението им за измерване на вибрации. Експериментално са определени и изследвани функциите на преобразуване.

Ключови думи: вибрация, индуктивни преобразуватели, амплитуда, честота.

VIBRATION MEASUREMENT WITH INDUCTIVE TRANSDUCER

Bozhidar Dzhudzhev

Abstract: In the paper inductive transducers and their application for vibration measurement are discussed. The functions of conversion are experimentally defined and investigated.

Keywords: vibration, inductive transducer, amplitude, frequency.

1. Вибрация - основни понятия

Вибрациите са едно от най-популярните явления, което съществува в нашето ежедневие навсякъде и по всяко време. Те се генерират в резултат на механични смущения от различни източници. Прието е с понятието вибрации да се означават нежеланите механични трептения на масивни твърди тела: корпусите на машини и съоръжения, транспортни средства, тръбоводи, сгради и др.

Използването на съвременните технологии е свързано с непрекъснато наблюдение и контрол на редица параметри на протичащия технологичен процес и съответно контрол на производственото оборудване. Едни от най-често проследяваните и измервани величини се явяват "малките" механични премествания, и поточно стойностите на вибрациите. Необходимостта от контролирането на вибрациите е поради факта, че в повечето случаи те са нежелателно явление, наличието на което може да доведе до нанасянето на щети върху елементи и машинни възли и да влоши работата им, както и до прекомерното им износване и повреда. Също така вибрациите имат неблагоприятен ефекти и върху хората и могат да доведат до различни здравословни проблеми. От друга страна, вибрациите могат да бъдат създадени и принудително и да изпълняват определени функции. И в двата случая обаче е необходимо осъществяването на непрекъснат контрол и комплексна оценка на оборудването.

Принципно вибрациите се характеризират с два от следните три параметъра: амплитуда на трептене; амплитуда на ускорението и честота на трептене. Получаването на информация за тези параметри и тяхното изменение в процеса на работа на промишленото оборудване е основна задача при оценката на качеството и надеждността на неговата работа. За установяване на вибрациите е важна сензорната технология за контрол на машините, мостовете и сградите, прогнозирането на природните бедствия и др. Разработването на сензорната технология за тестване на вибрациите датира от началото на миналия век. Използваните технически средства и методи за измерване на вибрациите се основават на различни физични принципи и обикновено имат определена област на използване. Устройството, което преобразува вибрациите в електрически сигнал се нарича вибрационен сензор [1], датчик или преобразувател.

Принципно уредите за измерване на вибрациите биват: **вибромери**, измерващи механичните трептения, **акселеромери** за измерване на ускоренията, или **виб-рографи**, с помощта на които се записва част или целият изследван процес. Основно изискване към вибромерите и акселеромерите е те да не изкривяват измервания процес, т.е. да не увеличават масата и да не изменят собствената му честота. Друго изискване, предявявано към вибромерите и акселеромерите и акселеромерите, е безинерционно следване на колебателния процес. Има много видове вибрационни сензори. На фиг.1 е показан основният им принцип на действие.



Фиг.1. Схема на основният принцип на измерване с вибрационен сензор

Вибрационният сензор измерва параметрите на вибрациите на обекта чрез механичната си структура, която превръща вибрационните параметри в електрически сигнал, използвайки физически ефект, с който се постига преобразуването на неелектрическия сигнал в електрически сигнал. Вибрационните сензори се разделят на сензори за преместване (амплитуда), сензор за скорост и сензор за ускорение, съгласно измервания параметър на вибрациите. Тъй като параметрите на вибрациите могат да се преобразуват един в друг по пътя на просто пресмятане; трите вида сензори могат да бъдат универсални. В момента, в съответствие с различните методи за откриване на вибрациите, са изобретени вибрационни сензори на различни видове физични ефекти.

В практиката от преобразувателите за измерване на амплитудите на колебателните процеси, най-голямо приложение намират индуктивните вибромери. Характерно за тях е, че позволяват измерването на вибрации от вибриращите повърхности на механичните системи. Считат се за подходящи за измерване на големи вибрации. За измерване на малки вибрации не се препоръчват, тъй като имат малка чувствителност и сравнително голяма грешка, дължаща се на разсейването на магнитния поток в пространството, токовете на Фуко, магнитния хистерезис и други.

В практиката от преобразувателите за измерване на амплитудите на колебателните процеси, най-голямо приложение намират индуктивните вибромери. Характерно за тях е, че позволяват измерването на вибрации от вибриращите повърхности на механичните системи. Считат се за подходящи за измерване на големи вибрации. За измерване на малки вибрации не се препоръчват, тъй като имат малка чувствителност и сравнително голяма грешка, дължаща се на разсейването на магнитния поток в пространството, токовете на Фуко, магнитния хистерезис и други.

2. Индуктивни преобразуватели

В основата на измерванията на базата на индуктивните преобразуватели е промяната на индуктивността на бобина (намотка) при преместване на феромагнитната й сърцевина. В зависимост от предназначението и точността съществуват различни измервателни преобразуватели, които се различават един от друг най-вече по конструкцията на бобините. За измерване се използват предимно сензори с две бобини. Така се гарантира по-добра линейност и се компенсира влиянието на околните фактори и най-вече на температурата.

Единичен индуктивен преобразувател

Индуктивните преобразуватели се основават на електромагнитната индукция, използваща самоиндуктивност или взаимна индуктивност, за да преобразуват вибрациите в електрически сигнал. [6]. Принципната структура на индуктивен преобразувател е показана на фиг.2, където 1 е неподвижно закрепеното (фиксирано) феромагнитно тяло, а 2 е подвижно закрепеното с пружини феромагнитно тяло. N е броят на намотките на проводника навит върху фиксираното тяло.



Фиг.2. Принципна структура на индуктивен преобразувател

Според теорията за магнитната верига, при работа в ненаситен режим, индуктивността на бобината получена от навитият проводник е:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 A_0}{2\delta} \tag{1}$$

където μ_0 , A_0 , δ са съответно магнитната проницаемост, еквивалентна площ на напречното сечение и големината на въздушната междина. Когато вибрациите на даден обект променят големината на въздушната междина l_0 между фиксираното и подвижното тяло, индуктивността се променя. Измерването на тази промяна дава възможност да се определи стойността на измерваните вибрации.[6]

Диференциален индуктивен преобразувател

При тези преобразуватели (фиг.3) при измерването индуктивността на едната бобина ще расте, а на другата ще намалява. Тогава изходният сигнал е пропорционален на разликата на относителните изменения и линейността се подобрява приблизително два пъти, като се повишава и чувствителността.



Фиг.3. Принципна структура на диференциален индуктивен преобразувател

Основните предимства на индуктивният преобразувател са проста и надеждна структура, висока точност, стабилност и голяма мощност. Недостатъците са свързани с чувствителността, линейността и обхвата, които са взаимно зависими и ограничаващи се. Това е причината тези преобразуватели да не са подходящи за измерване на високо честотен динамичен сигнал.

3. Описание на опитната постановка

Опитната постановката за измерване на вибрации и обработка на резултатите е показана на фиг.4. Тя включва следните блокове:

- Честотен генератор Philips GM 2315. със следните параметри: честотен обхват от 20 Hz \div 20 kHz и амплитуда на сигналите от 0 \div 10 V;
 - Цифров мултимер Fluke 83 Multimeter;
 - Усилвател Bruel & Kjaer power amplifier Type 2712;

• Вибростенд - Bruel & Kjaer permanent magnetic vibration exiter Type 4808. Максимално ускорение 71g;

- Датчик за измерване на виброускорение- Индуктивен – Acceleration transducer B12/500 със следните параметри: честотен обхват от $0 \div 500$ Hz. Измервателен обхват ± 100 g.

• Захранване на пиезоелектрическия датчик – Kistler power supply/coupler Type 5134;

• Усилвател – Hottinger Baldwin messtechnic Type spider 8;

- Компютърна конфигурация;
- Софтуер Catman Professional 5.0.

От честотния генератор се задават честотата и амплитудата на сигнала. С помощта на мултимер се контролират зададените стойност на сигнала от генератора. Сигналите от генератора се усилват от усилвател и се поддава на вибростенда. Той от своя страна произвеждат вибрации, които се измерват от преобразувателят. Преобразувателя изработва сигнал в единици земно ускорение g. Усиленият сигнал се поддава към компютъра. Резултатите се визуализират с помощта на програмата Catman Professional. Програмата дава възможност за измерване на честотите и амплитудите.



Фиг.4. Схема на опитната постановка

5. Резултати от измерванията

1. Тестване на преобразувателя, относно честотата. Амплитудата на сигнала, идващ от индуктивния преобразувател се поддържа постоянна със стойности 5g и 10g с помощта на усилвателя – Bruel & Kjaer power amplifier Type 2712. Резултатите са представени в таблица1. Наблюдават се много малки разлики (от 0 до 1,2 %) в зададените от генератора и измерените в преобразувателя честоти. Т.с. индуктивният преобразувателят измерва честота много точно. Получава се разлика при някой единични измервания, между отчета на преобразувателя и зададената честота от генератора, като най-голямата разлика е 1,4Hz. Тази разлика се дължи на закръгленията, направени при самото отчитане на данните от преобразувателят.

2. Изследване на зависимостта на амплитудата на вибрационния сигнал от честотата- A=f(f). Измерванията са направени при честоти от 20 до 500 Hz със стъпка 10 Hz (Табл.2). Измерването е проведено при един и същ коефициент на усилване на усилвателя.

Промяната на амплитудата спрямо честотата е показана на фиг.5. От нея се вижда, че имаме резонанс при 100Hz. От резултатите в табл.2 се вижда че преобразувателя може да измери много малки промени. Измерването е направено до 500Hz, заради ниския честотен обхват на индуктивния преобразувател, т.с. датчика има малък честотен обхват.

Индуктивният преобразувател измерва еднакво добре сигнали с големи и малки амплитуди.

	1 40,11.1
Честота на гене- ратора, Hz	Честота от индуктивният преоб- разувател, Hz
20	20
30	30,303
40	40
50	50
60	60,606
70	71,428
80	80
90	90,909
100	100

Табл 1



Фиг.5	,
-------	---

6. Заключение

Статията е посветена на индуктивните преобразуватели и приложението им за измерване на вибрации. Експериментално са определени точността на отчитане на честотата на сигнала от преобразувателя и е изследвана зависимостта на амплитудата на вибрационния сигнал от честотата- A=f(f). Тези преобразуватели могат успешно да се използват за регистриране на вибрации с честота до 500 Hz и амплитуда 10 g, като дава много добри показания и при много малки амплитуди.

Честота на ге-	Амплитуда от пре-	Честота на ге-	Амплитуда от пре-			
нератора, Hz	образувателя, д	нератора, Hz	образувателя, д			
20	2,6					
30	4	270	3,0			
40	5,3	280	2,7			
50	6,4	290	2,45			
60	7,4	300	2,4			
70	8,0	310	2,0			
80	8,5	320	1,75			
90	8,5	330	1,55			
100	8,5	340	1,45			
110	8,4	350	1,3			
120	8,0	360	1,2			
130	7,65	370	1,05			
140	7,3	380	1,0			
150	6,9	390	0,875			
160	6,4	400	0,8			
170	6,0	410	0,72			
180	5,8	420	0,62			
190	5,7	430	0,5			
200	5,5	440	0,5			
210	5,0	450	0,45			
220	4,65	460	0,45			
230	4,25	470	0,32			
240	4,0	480	0,31			
250	3,5	490	0,27			
260	3,25	500	0,27			

БЛАГОДАРНОСТ

Направените проучвания и реализираните измервания са направени благодарение на финансовата помощ по договор в подкрепа на докторанти № 122ПД0074-08 "Изследване и оптимизиране на процесите при измерване на вибрации"на НИС, ТУ- София, Р. България.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. <u>http://www.newagepublishers.com/samplechapter/001413.pdf</u> "

[2]. http://www.acousticassociates.co.uk/environmental-vibration.htm

[3]. Department of Environment and Conservation, "Assessing Vibration: a technical guideline", 2006

[4]. Torex sensors, "Vibration"

[5]. Brüel & Kjær Vibro "Basic Vibration – Measurement & Assessment"

[6]. Himanshu Chaurasiya, "Recent Trends of Measurement and Development of Vibration Sensors"

Автори: Божидар Джуджев, инж. докторант, катедра Електроизмервателна техника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *bojidar.djudjev@abv.bg*

Постъпила на 29.04.2013

Рецензент доц. д-р В. Иванчева



ОПИСАНИЕ НА СИСТЕМА ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА НИВО И ТЕМПЕРАТУРА НА ТЕЧНОСТИ В РЕЗЕРВОАРИ И ПРОГРАМНО ОСИГУРЯВАНЕ НА ПРЕДАВАНЕТО НА ДАННИ

Екатерина Господинова

Резюме: В тази статия е разгледана една съвременна автоматизирана нивомерна система за измерване на ниво и температура на течности и програмното осигуряване на предаване на данни. Системата получава данни за състава и количеството гориво от сонди, които са инсталирани във вътрешността на резервоарите за съхранение на гориво. Нивомерната система включва магнитострикционна сонда, контролер и специализиран софтуер за предаване на данни.

Ключови думи: информационна система, измервателен преобразувател, контролер, софтуер, обем, ниво, температура, магнитострикционен преобразувател

SYSTEM FOR MEASURING THE LEVEL AND TEMPERATURE OF LIQUIDS IN TANKS IN THE LABORATORY AND SOFTWARE DATA TRANSMISSION

Ekaterina Gospodinova

Abstract: In this article is considered a modern automatic leveling systems for measuring the level and temperature of liquids and software for the data transmission. The system receives information about the composition and the amount of fuel of probes that are installed inside the storage tank of fuel. Leveling systems include magnetostrictive probe, controller and software for the transmission of data.

Keywords: information system, measuring transducer, controller, software, volume, level, temperature, a magnetostrictive transducer

1. Увод

Автоматизираните нивомерни системи са електронни устройства за измерване, които премахват възможността от субективни грешки, като позволяват точно и дистанционно отчитане и контролиране на гориво. Тяхно предимство е сигурността, точната и достоверната информация, както и достъпа по всяко време и място.

Разглежданата информационна система може да извършва с много висока прецизност непрекъснато измерване на ниво и температура на горива и наличието на вода на дъното на резервоара. Тя включва един или повече преобразуватели за измерване на ниво на течности, преобразуватели за измерване на температура, контролер и специализиран софтуер за обработка и предаване на данни.

Преобразувателите са поставени в сонди, които се инсталират във вътрешността на резервоар, в който се съхранява горивото (течността). Те могат да се използват и в зона 0, която е взривоопасна. В сондите са включени и преобразуватели, с които може да се измерва и нивото на водата на дъното на резервоара. Възможно е да се регулира височината на сондата.

Всички параметри могат да се определят с помощта на специализиран софтуер. В програмата се въвеждат параметрите на измервателните преобразуватели. Използваният софтуер може да изчисли и температурно - компенсирания обем на пълнене. Данните могат да се събират и да се предават към системи от по- висш порядък. С тази система могат да се правят измервания и обработки на всички видове горива.

2. Преобразуватели за измерване на ниво

Принципът на действие на измервателния преобразувател на ниво се основава на магнитострикционния ефект. Измервателният преобразувател (фиг.1) се състои от кутия 1, в която е поместен електронен модул 2 за първична обработка на сигналите при измерванията и тръба 3, изработена от неръждаема стомана. Тази тръба се инсталира в резервоара и има възможност височината й да се регулира с помощта на винтовият елемент 4. По тръбата на сондата се движат поплавък 5 за измерване на нивото на запълване на продуктовите течности и допълнителен поплавък 6 за откриване на наличието на вода. В тръбата е монтиран магнитострикционният преобразувател 7.

От електронния модул се подават импулси към преобразувателя, в резултат на които се създава кръгово магнитно поле – 9 [1,4]. В поплавъците за гориво и вода са монтирани пръстеновидни постоянни магнити 8, които намагнитват преобразувателя. При застъпването на двете магнитни полета в областта, където са поплавъците се създават импулси на въртене, които действат и в двете посоки на сондата. Единият импулси на въртене действа директно върху електронният модул в главата, а другият се отразява в долният край на тръбата на сондата и се връща към електронния модул. Измерва се времето между подадения токов импулс и двата импулса на въртене, пристигащи в електронния модул. Закъснението на отразените електромагнитни импулси определя еднозначно положението на съответните поплавъци, т. с. на нивото на продукта и водата [4].

Точността на измерване на нивото на горивото с този преобразувател е ± 2 mm. Температурният обхват на работа на сондата е от -25 C⁰ до 75 C⁰. Консумираната мощност е 0,1 W.

Контролерът е оформен конструктивно като общ модул. В него има взривозащитни батерии, измервателно - преобразователна част, микропроцесор за обработка и анализ на информацията и периферия: активен дисплей, принтер, комуникационни интерфейси. Към него могат да бъдат включени едновременно до 16 сонди.



Фиг.1. Измервателен преобразувател на ниво

3. Контролер

Измервателно - преобразователната част изпълнява следните функции: намагнитва измервателния преобразувател, получава измерените стойности, временно ги съхранява или ги подава за обработка на система от по-високо ниво. Комуникацията протича чрез последователен интерфейс - RS232 или RS485 (2-жичен), който се осъществява посредством VI-... интерфейсна платка и една или два VP-... измервателни преобразуватели.

VI-... интерфейсната карта съдържа следните компоненти: индикатор на състоянието, сервизен контакт, микропревключвател. След включване или повторно установяване на интерфейсната карта, първоначално се показва софтуерната й версия. Тя се представя чрез три числа, които се появяват на дисплея едно след друго. След това, автоматично се избира измервателния преобразувател (един или повече- до 16 на брой). След кратка пауза се появява неговият статус.

Последователният RS232 интерфейс има контакт, който се използва за свързване, измерване на съдържанието на спомагателен резервоар и т.н. Активиране на последователния RS232 сервизен интерфейс за конфигурацията на системата се осъществява, чрез използване на програма [5].

Последователният интерфейс на възела за комуникация със системи от по-високо ниво, например компютър се конфигурира като RS232 и RS485 интерфейс. В зависимост от изискванията, възелът може да бъде свързан към RS232 или към RS485 [3]. Протоколът от данни, използван от интерфейса се избира със софтуер, чрез използване на входа на възела. VI-... интерфейсната карта автоматично разпознава интерфейса, към който е свързан възела. Не е възможна едновременна работа на RS232 интерфейс и на RS485 интерфейс. Предаването на данни се поддържа от различни протоколи, включително Ethernet и IFSF-LON[2].

4. Софтуер

Софтуерът е част от нивомерната система. Всички данни и параметри, измерени от сондата, постъпват в системата с помощта на програма, която работи на

PC/Notebook. Данните се изчисляват и се прехвърлят към устройството за управление. За по-нататъшна обработка, данните се прехвърлят от контролера към хост (например компютър) чрез сериен интерфейс RS232 или други интерфейси по заявка.



Фиг.2. Главно меню на програмата

Софтуерът е инсталационен, а инсталацията му трябва да следва етапите и инструкциите за инсталиране. Преди да е конфигурирано устройството за управление, софтуера трябва да бъде инсталиран и свързан към компютър или лаптоп чрез сериен интерфейсен кабел. След свързването започва работата на програмата. Софтуерът прави проверка дали инсталираната версия е съвместима със свързания контролер. Ако това не е така се появява съобщение.

Тази програма прави справки за различни документи при отчитане постъплението и разхода на гориво - например: наличност на гориво (трябва да се избере вида на горивото), отчет за продадено количество за деня и обобщени отчети за по дълъг период от време, данни за горивата, количество гориво в резервоарите, сменен отчет, информация за разход по резервоарите, отчет за доставка.

Програмата се управлява от главно меню, което включва пет основни бутона, отварящи приложения и подменюта за управление на останалите приложения (фиг.2).

Бутонът за справка отваря прозорец, който показва текущите измерени стойности на наличното гориво в резервоарите.

Конфигурирането на Control Unit се извършва по следния ред: всички стойности, въведени или модифицирани от потребителя се прехвърлят към управляващото устройство, придружени от съобщение "Values have been saved!". След това се появява меню, което управлява програмната структура. То води потребителя през всички програмни стъпки. От главното меню чрез бутоните на екрана се отварят подменюта и функции.

Сондите, които се използват се конфигурират и за тях трябва да се въведе следната информация: сериен номер на сондата, данни за резервоара, в който е инсталирана сондата, код на продукта, вид на продукта, предназначение на продукта и др. Серийният номер на сондата е задължителен за конфигурацията на измерване и анализа на данни.



фиг.3 Избор на гориво

След въвеждане на конфигурационните данни, програмата се връща назад към главното меню.

Следва прозорецът в програмата за избор на вида на горивото, което ще се измерва (фиг.3). На дисплея се показва справка (фиг.4) за горивото, обема му, температура, тегло, остатък до мъртво ниво и др.

От главното меню се преминава към подменюта, които извеждат таблиците със справки и отчети за различни периоди от време, също и за доставки, сменни отчети и отчети за зареждане.

След името на менюто или на функцията са посочени и съответните функционални клавиши и опции в менюто, които могат да се използват, а тези които са предвидени в софтуера, но в момента не се поддържат от устройството за управление са в черно.

Програмата дава възможност да бъдат избирани и други справки.

	17	1			
	Наличност	на гориво			
	Към дата: 26.03.20	13 Hac: 10:52:35			
ДИЗЕЛ	дизе;	50000			
Температура	0 °C	милиметри	литри		
Обем гориво		0	0		
Обем гориво при 15 °C		0	0		
Обем Вода		0	0		
Тегло			0		
Потенциал за доставка		0			
Остатък до мъртво ниво		0	0		

5. Тестване на софтуера

При обработка на данни и тестване на софтуера са получени следните резултати: разширен отчет посочени в табл.1, извлечение от базата данни - в табл.2 и данни за горивата - табл.3.

Таблица 1. Разширен отчет

ġ.										
Ce Dai	în Изглед Бенз	инокол	энки ОтчетиФПр От	чети БД Настройки П	розорци Покощ					
🖓 🔚 🍲 🖘 🗄 🖙 🕑 🕴 🥵 🥔										
	Отчет		горива и стоки - разши	рен						
Vope-	Гориво	Код	Доставчик		Разшифровка на постъпленията					
воар			Ино	ЗДДС №	Врене	№ докунент	Обен л.	Колич. Кг.	Плътн	Темп.
2	ДИЗЕЛ		-	BG121904244	12-14 08:07:33	13.12.2011	14067	11790	0.838	15
2	дизел			BG121904244	12-15 14:45:32	15.12.2011	14087	11804	0.838	15
1	DEHBVIH A95H			BG121904244	12-19 15:53:34	19.12.2011	7080	5234	0.739	15
2	дизел			BG121904244	12-20 10:36:24	20.12.2011	14101	11800	0.837	15
2	ДИЗЕЛ			BG121904244	12-23 13:45:13	23.12.2011	14121	11814	0.837	15
2	дизел			BG121904244	12-28 17:10:32	28.12.2011	14157	11836	0.836	15
1	БЕНЗИН A95H			BG121904244	12-30 15:55:03	30.12.2011	4064	3003	0.739	15
2	ДИЗЕЛ			BG121904244	12-30 15:57:09	30.12.2011	10110	8452	0.836	15
2	дизел			BG833093660	01-07 14:36:49	53904/06	14157	11881	0.839	0
1	BEHBVIH A95H			BG633093660	01-07 14:40:18	10006512	7094	5331	0.751	0
2	дизел			BG121904244	01-10 17:47:28	10.01.2012	14136	11845	0.838	15
2	ДИЗЕЛ			BG121904244	01-14 12:24:29	14.01.2012	14131	11832	0.837	15
2	ДИВЕЛ			BG121904244	01-18 17:20:08	18.01.2012	14157	11840	0.836	15
1	DEHBI/H A95H			BG121904244	01-20 09:01:24	19.01.2012	7095	5338	0.752	15
2	ДИЗЕЛ			BG121904244	01-23 16:27:22	23.01.2012	14152	11827	0.836	15
2	ДИЗЕЛ			BG121904244	01-26 10:37:01	25.01.2012	14134	11812	0.836	15
2	дизеп			BG121904244	01-31 15:10:15	31.01.2012	14236	11893	0.835	15
1	БЕНЗИН A95H			BG121904244	02-01 15:41:36	01.02.2012	7154	5389	0.753	15
Гаолица 2. Извлечение от оазата данни	Таблица 2.	Извлечение от	базата	данни						
--	------------	---------------	--------	-------						
--	------------	---------------	--------	-------						

Cent Cent of the second of the s	articula	G non U u	level meters 393	Records	(39382 retr	eved)							
deri, så_clerk: derive derive <thderive< th=""> <th< th=""><th>cent</th><th>id tank</th><th>d level</th><th>statue</th><th>blu</th><th>date time</th><th>100</th><th>lier</th><th>ko</th><th>consist</th><th>vator em</th><th>NED</th><th>temp heade</th></th<></thderive<>	cent	id tank	d level	statue	blu	date time	100	lier	ko	consist	vator em	NED	temp heade
dents 2 65792 5 255 66-13 13:50:00 787 3872 0 0 17.5 dents_data 1 65793 5 255 66-13 13:50:00 669.8 5186 0 0 0 17.5 down 2 65792 5 255 66-13 13:50:00 669.8 5186 0 0 0 17.5 down 2 65792 5 255 66-13 14:00.00 784.8 3041 0 0 0 17.6 down 2 65792 5 255 66-13 14:00.00 784.8 3041 0 0 0 17.6 proce 2 65792 5 255 66-13 14:00.00 784.8 3041 0 0 0 17.6 proce 2 65793 5 255 66-13 14:00.00 784.8 3030 0 0 0 17.5 bettereter 1 65793 5	dert ab cierts	C N	65290		25	06-13 12:40:00	636.3	5247			0	0 19.3	0
defit_data i< i< i< i< i< i< i< i<< i<<	clients	F	2 65792		1955	06-13 12:50:00	799.7	3877		3	0	17.6	
dgruppi 1 00090 0	clerts_data		1 45793		302	46-1212/2000	669.0	6106		1	0	0 19.1	
discrete rote a a b a c a <	dgroups		2 45703			AL1314-05-05	354.0			;	0	5 174	
Im_life 1 6073 5 250 0613 (\$2000 0613 5 10 0 0 124 best 2 65792 5 255 0613 (\$1000 784.8 3041 0 0 0 17.5 poxps 1 65790 5 255 0613 (\$1000 784.8 3041 0 0 0 19.3 mode_mathe 2 65792 5 255 0613 (\$1000 665.5 5139 0 0 0 19.3 mode_mathe 2 65792 5 255 0613 (\$1000 793 3030 0 0 0 19.2 bit_tent - input(0)unigned 2 65792 5 255 0613 (\$4000 779.9 3010 0 0 0 19.2 bit_tent-input(0)unigned 1 65793 5 255 0613 (\$4000 779.9 3010 0 0 17.5 bitstenyst(0)unigned 2 65	dispenser_enor		£ 65/%		430	AC 13 14 00 00	224.0	2015		3	0	0 30.4 0 40.4	
Dec 2 00/32 5 255 04/3141000 04/18 341 0 0 0 1/2 graps 1 65793 5 255 06/13141000 04/18 341 0 0 0 1/2 immote_number 2 65792 5 255 06/13141000 665.5 5129 0 0 0 1/2.5 immote_number 2 65792 5 255 06/13142000 783 3830 0 0 0 1/2.5 itlest=int[0]unigned 2 65792 5 255 06/1314:30:00 779.9 3810 0 0 0 1/2.5 itlest=int[0]unigned 2 65792 5 255 06/1314:30:00 779.9 3810 0 0 0 1/2.5 itlest=int[0]unigned 2 65792 5 255 06/1314:40:00 779.4 3807 0 0 0 1/2.5 itlest=ini[0,1]	fim_tife		1 65/95		430	0013140000	004.9	36.50			0	0 17.1	0
proce 1 66/93 5 256 64/2141000 66/5 51/9 0 0 0 19.3 motor_numbet 2 65792 5 255 66/1314/2000 783 3830 0 0 0 17.5 bed_netes 1 65793 5 255 66/1314/2000 783 3830 0 0 0 19.2 -> id_lost-int(10] unigned 2 65792 5 255 66/1314/2000 779.9 3810 0 0 0 19.2 -> id_tatinpit(3] unigned 2 65792 5 255 66/1314/2000 779.9 3810 0 0 0 19.2 -> idst_tr-inpit(3] unigned 2 65792 5 255 66/1314/4005 779.4 3807 0 0 0 19.4 -> idst_tr-inpit(3] unigned 2 65792 5 255 66/1314/4005 779.4 3807 0 0 0 19.4 <tr< td=""><td>1 hees</td><td></td><td>2 60/%</td><td></td><td>100</td><td>06-1314:10:00</td><td>/01.0</td><td>3011</td><td></td><td></td><td>0</td><td>9 57.4</td><td></td></tr<>	1 hees		2 60/%		100	06-1314:10:00	/01.0	3011			0	9 57.4	
2 65792 5 225 -06-13 14-20:00 783 3330 0 0 0 17.5 belg.netes 1 65793 5 225 -06-13 14-20:00 665.5 51.99 0 0 0 19.2 = big.test::ntl10]unigned 2 65792 5 225 -06-13 14-30:00 779.9 3810 0 0 0 19.2 = big.test::ntl10]unigned 2 65792 5 225 -06-13 14-30:00 779.9 3810 0 0 0 17.5 = big.test::ntl10]unigned 2 65792 5 225 -06-13 14-30:00 779.4 3807 0 0 0 19.4 = big.test::ntl10]unigned 2 65792 5 255 -06-13 14-30:00 779.4 3807 0 0 0 19.4 = big.test::ntl10[unigned 1 65793 5 255 -06-13 14-30:00 779.4 3807 0 0 0 19.4 </td <td>diorte</td> <td>-</td> <td>1 65/90</td> <td></td> <td>200</td> <td>06-13 14:10:00</td> <td>665.5</td> <td>2134</td> <td></td> <td><u></u></td> <td>0</td> <td>0 19.3</td> <td>0</td>	diorte	-	1 65/90		200	06-13 14:10:00	665.5	2134		<u></u>	0	0 19.3	0
a me_celesis 1 65792 5 255 -06-13 14-30:00 665.5 5139 0 0 0 10-2 bit_levisi-int(10] unsigned 2 65792 5 225 -06-13 14-30:00 779.9 3810 0 0 0 17.6	I invoce_number		2 65792	5	255	-06-13 14:20:00	783	3630	0	1	0	0 17.6	0
2 65792 5 225 -06-13 (4:00.00) 779.9 3010 0 0 0 17.6 -9 italiar-injeit[3]undgred 1 65792 5 225 -06-13 (4:00.00) 779.9 3010 0 0 0 18.3 -9 italiar-injeit[3]undgred 2 65792 5 225 -06-13 (4:00.00) 779.4 3007 0 0 0 19.4 -9 italiar-injeit[3]undgred 1 65792 5 225 -06-13 (4:00.00) 779.4 3007 0 0 0 19.4 -9 data_time-detaine 1 65793 5 225 -06-13 (4:00.00) 779.9 3000 0 0 19.4 -9 ren-decima(10.1) 1 65792 5 225 -06-13 (4:00.00) 779.9 3000 0 0 17.5 -9 isourci-decima(10.1) 1 65792 5 2255 -06-13 (4:00.00 779.9 3010 0 0 19.3 -9 isourad-decima(10.1) 2 65792 </td <td>A id test visit/Austined</td> <td></td> <td>1 68793</td> <td></td> <td>255</td> <td>-06-13 14:20:00</td> <td>665.5</td> <td>5139</td> <td></td> <td>)</td> <td>0</td> <td>0 19.3</td> <td>0</td>	A id test visit/Austined		1 68793		255	-06-13 14:20:00	665.5	5139)	0	0 19.3	0
• dog_etes introduction 1 65790 5 225 -06-13 (4-30.00) 661 5090 0 0 0 14.3 • bits: inspect[3] unsigned 2 65792 5 225 -06-13 (4-30.00) 661 5090 0 0 0 17.5 • bits: inspect[3] unsigned 1 65793 5 225 -06-13 (4-30.00) 665.7 5034 0 0 0 13.4 • dots_time 0 2 65792 5 225 -06-13 (4-30.00) 665.7 5034 0 0 0 13.4 • mode/ine(10.1) 2 65792 5 225 -06-13 (4-50.00) 779.9 3810 0 0 0 19.3 • kin-domat(0.1) 1 65792 5 225 -06-13 (4-50.00) 779.9 3810 0 0 0 19.3 • kin-domat(0.1) 2 65792 5 225 -06-13 (4-50.00) 779.9 3810 0 0 0 19.3 • kin-domat(0.1) 2 65792 5 255	is it least with an and		2 65792	5	255	-06-13 14:30:00	.779.9	3880	0	1	0 1	0 17.6	0
2 65792 5 255 -06-13 14:40:00 779.4 3807 0 0 0 17.5 • dde_ine-doteine 1 65793 5 2255 -06-13 14:40:00 6557 5034 0 0 0 19.4 • dde_ine-doteine 2 65792 5 2255 -06-13 14:40:00 779.9 3810 0 0 0 19.4 • dde_ine-doteine(10.1) 2 65792 5 2255 -06-13 14:40:00 779.9 3810 0 0 0 17.5 • kg-dotine(10.1) 1 65793 5 2255 -06-13 14:50:00 655.1 5027 0 0 0 19.3 • kg-dotine(10.1) 2 65792 5 2256 -06-13 15:00:00 779.9 3810 0 0 0 19.3 • concid-doteind(10.1) 2 65792 5 2256 -06-13 15:00:00 779.9 3810 0 0 0 19.3	- the state front Runcing		1 65793	5	255	-06-13 14:30:00	661	5090	0	1	0	0 19.3	0
• date fine - dotine 1 65793 5 295 -06-13 14-60.05 6557 5004 0 0 19.4 • #m - docima(10,3) 2 65792 5 2255 -06-13 14-50.00 779.9 3810 0 0 0 17.5 • #m - docima(10,3) 1 65793 5 255 -06-13 1450.00 779.9 3810 0 0 0 17.5 • # km - docima(10,3) 1 65793 5 255 -06-13 15:00.00 779.9 3810 0 0 0 19.4 • # scheding(10,3) 2 65792 5 255 -06-13 15:00.00 779.9 3810 0 0 0 17.5 • cohord (6x0m18.4) 1 65793 5 255 -06-13 15:00.00 779.9 3810 0 0 0 17.6 • vater smdocima(10,1) 2 65792 5 255 -06-13 15:00.00 774.4 3775 0 0 0 17.6	a hit insidiation		2 65792	5	255	406-13 14:40:00	779.4	3807	0	1	0	0 17.6	Ó
• res-decine(10.1] 2 65792 S 255 -06-13 14:50:00 779.9 3800 0 0 0 17.5 • Maxs-decine(10.1) 1 65793 S 255 -06-13 14:50:00 655.4 5027 0 0 0 19.3 • Maxs-decine(10.1) 2 65792 S 255 -06-13 14:50:00 779.9 3800 0 0 0 19.3 • for decine(10.1) 2 65792 S 255 -06-13 15:00:00 779.9 3810 0 0 0 17.5 • concit - decind(8.4) 1 65793 S 255 -06-13 15:00:00 779.9 3810 0 0 0 17.5 • vater_smdocind(8.1) 1 65793 S 255 -06-13 15:00:00 779.4 3775 0 0 0 17.5 • vater_smdecree/51. • • • • • • • •	date time dateline		1 65793	5	255	-06-13 14:40:00	655.7	5034		1	0	0 19.4	0
9 Maxdocima(10.1) 1 65773 5 255 06-13 14/50:00 655.1 5027 0 0 0 19.3 - b kg-decima(10.1) 2 65792 5 255 06-13 15/0000 779.9 3810 0 0 0 17.6 - o constr docma(10.1) 1 65793 5 255 06-13 15/0000 779.9 3810 0 0 0 17.6 - o vaex_mm-dox8is(10.1) 2 65792 5 255 06-13 15/0000 656.6 4980 0 0 0 19.3 - o vaex_mm-dox8is(10.1) 2 65792 5 255 06-13 15/1000 774.4 3775 0 0 0 17.6	Implement (10,1)		2 65792		255	-06-13 14:50:00	779.9	3810	0	1	0	0 17.6	0
• kg-decima(10,1) 2 65792 5 255 06-13 15:00:00 779.9 3800 0 0 0 17.6 • consid decima(10,1) 1 65793 5 255 06-13 15:00:00 650.6 4980 0 0 0 19.3 • vaex_mm-double(10,1) 2 65792 5 255 06-13 15:10:00 774.4 3775 0 0 17.6	Idens decima[10.1]	F	1 65793	5	255	-06-13 14:50:00	655.1	5027		()	0	0 19.3	0
Image: Strate Accessed 5 11 Image: Strate Stra	- 0 kg-decina(10,1)	L .	2 65792	5	255	-06-13 15:00:00	779.9	3810	0	1	0	0 17.4	0
Image: Strate Strate Control Contro Control <thcontrol< th=""></thcontrol<>	consist decimal(8.4)	100	1 65793		265	-06-13 15:00:00	650.6	4980	0	3	0	0 19.3	0
	 - In vale_nm - double(10,1) - In vale_nm - double(10,1) 		2 65792	5	255	-06-13 15:10:00	774.4	3775	0	l.	0	0 17.6	0
RLOB F. Aug. Film	RLOB F. Alus Film				*******							*******	*******

Таблица 3. Дани за горивата

Данн	анни горива													
Pese	езервоари Скрий Изход													
	Гориво	Nº	Количес	тво	mm	Литри	15°C	Вода L	Вода	Темп.	Дост.	15°C	Начало	При
	A95	1	10020	.780	1234.50	30000.00	30134.00	0.00	0.00	18.20	25000.00	25133.00	12-07 13:05:00	201
	A98	2	10010	.180	1234.50	30000.00	30134.00	0.00	0.00	18.20	25000.00	25133.00	12-07 13:05:00	201
	Метан	3	10109	.570	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	01-01 00:00:00	200
	Газ	4	10110	.390	1234.50	30000.00	30134.00	0.00	0.00	18.20	25000.00	25133.00	12-07 13:05:00	201
	Дизел	5	9998	.980	1234.50	30000.00	30134.00	0.00	0.00	18.20	25000.00	25133.00	12-07 13:05:00	201
< >														
Бензі	иноколони	ки												
Nº	Nº	Брояч	Nº	Брояч	N۹	Брояч М	19 Брояч	4						
1	1	1.22	2	0.82	3	1.02	4 0.6							
2	5	1.43												

6. Заключение

В статията е описана система за измерване на ниво и температура на течности в резервоари. Разгледана е и е тествана демоверсия на софтуер за обработка и анализ на данни, получаване на справка, отчет и данни за горивата. Извлечени

са таблиците от база дани на MySQL. Софтуерът ще бъде свързан с протокол за предаване на данни ISFS. Разгледаната нивомерна система ще бъде използвана за изследване и оптимизиране на процесите за измерване на ниво и температура на течности и програмното осигуряване на предаването на данните.

БЛАГОДАРНОСТ

Извършените проучвания и тествания са направени благодарение на финансовата помощ по договор в подкрепа на докторанти № 132ПД0010-08 "Изследване и оптимизиране на автоматизирана система за безжичен обмен на данни за измерване на ниво на течност" на НИС, ТУ- София, Р. България.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Webster John G., Measurement Instrumentation and Sensors, 1999.

[2] Dorf Chard C., Modern Control System, 2010.

[3] Keating D.A., Sensors and Interfacing.

[4] Метрология и измервателна техника, том 1,2,3 - под общата редакция на проф. Христо Радев, София, Софтрейд, 2010.

[5] http://www.electronica.bg

[6] http://www.nsys-bg.com

Автори: Екатерина Господинова, маг. инж. докторант - катедра Електроизмервателна техника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, Еmail address: *ekaterina_bahneva@abv.bg*

Постъпила на 29.04.2013

Рецензент доц. д-р В. Иванчева



ПОЛУПРЪСТЕНИ ОТ ЕНДОМОРФИЗМИ С НУЛА НА КРАЙНА ПОЛУРЕШЕТКА ОТ СПЕЦИАЛЕН ВИД – част II

Иван Трендафилов

Резюме: Изследваме полупръстена от ендоморфизми с нула на крайна полурешетка с един най-малък и един най-голям елемент, като всички останали елементи образуват антиверига. Строят се някои нови крайни прости полупръстени.

Ключови думи: полупръстен от ендоморфизми, адитивно идемпотентен полупръстен, прост полупръстен, идемпотентен ендоморфизъм, крайна полурешетка.

ENDOMORPHISM SEMIRINGS WITH ZERO OF A FINITE SEMILATTICE OF A SPECIAL TYPE – part II

Ivan Trendafilov

Abstract We investigate endomorphism semirings of a finite semilattice with one least element and one greatest element such that all the other elements form an antichain. We construct some new finite simple semirings.

Keywords: endomorphism semiring, additively idempotent semiring, simple semiring, idempotent endomorphism, finite semilattice. MSC-2010: 16Y60, 06A12, 20M10.

1 Introduction

This paper is a continuation of "Endomorphism semirings with zero of a finite semilattice of a special type – part I". So, here there is not section preliminaries and the number of sections after Introduction started from 4.

The paper is organized as it follows. In the next section 4 we investigate the zero-divisors, the regular elements and the invertible elements of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} .

Here, we extend the maximal ideal of the subsemiring of regular elements of \mathcal{E}_{\Diamond_n} to a maximal ideal of \mathcal{E}_{\Diamond_n} . So, we prove that \mathcal{E}_{\Diamond_n} is not a simple semiring for n > 4. In section 5 we consider endomorphisms α such that $\text{Im}(\alpha)$ is a subset of a fixed three-element chain $\mathcal{C}_i = \{0, a_i, 1\}$. We prove that for any $n \ge 4$ these endomorphisms form a simple semiring. Every semiring of this sort is a union of three semirings and one of them is also a simple semiring.

4 Zero-divisors and invertible elements of the endomorphism semiring

Let us consider endomorphisms $\alpha_{0,j}^{(i)}$ such that

$$\alpha_{0,j}^{(i)}(a_k) = \begin{cases} 0, & \text{for } k = j \\ a_i, & \text{for } k \neq j \end{cases},$$
(3)

where $i, j, k \in \{1, ..., n-2\}$.

To find nilpotent elements in semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} we observe that, when for some $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$ we have $1 \in \text{Im}(\alpha)$, using Proposition 3.1 a., it follows $\alpha(1) = 1$, that is 1 is a fixed point of α and α is not a nilpotent element. So, for nilpotent endomorphism α follows $\alpha(1) = a_i$ for some $i = 1, \ldots, n-2$. From Proposition 3.1 c. we conclude that either $\alpha = \overline{a_i}$, but $\overline{a_i}$ is an idempotent, or $\alpha(a_k) = 0$ for some $k = 1, \ldots, n-2$. Note, that endomorphism α such that $\alpha(a_j) = a_i$ for $j \neq k$ and $\alpha(a_k) = 0$ is also idempotent in all cases when $k \neq i$. So, only endomorphism $\alpha_{0,i} = \alpha_{0,i}^{(i)}$, see (3), such that

$$\alpha_{0,i}(a_k) = \begin{cases} 0, & \text{for } k = i \\ a_i, & \text{for } k \neq i \end{cases}$$
(4)

is a nilpotent element. Hence, all nilpotent endomorphisms of \mathcal{E}_{\Diamond_n} are

 $\langle 0, a_1, \ldots, a_1 \rangle, \langle a_2, 0, a_2, \ldots, a_2 \rangle, \ldots, \langle a_{n-2}, \ldots, a_{n-2}, 0, a_{n-2} \rangle$

Note that the sum and product of any two of them is not a nilpotent element.

Since $\wr a_1, 0, a_1, \ldots, a_1 \wr \wr 0, 1, \ldots, 1 \wr = \overline{0}$ it follows that there are zero-divisors of \mathcal{E}_{\Diamond_n} which are not nilpotent elements.

Let us note that $\overline{1}$ is not a zero-divisor, but all other almost constant endomorphisms, different from $\overline{0}$, are zero-divisors, for instance $\overline{a_i} \cdot \alpha_{0,i} = \overline{0}$, where $i = 1, \ldots, n-2$, see (4).

Proposition 4.1 Any endomorphism $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$, which is not an almost constant endomorphism, is a zero-divisor if and only if $0 \in \text{Im}(\alpha)$.

Proof. We assume that $0 \notin \text{Im}(\alpha)$. Then, if $\alpha(1) = a_i$, from Proposition 3.1 c. it follows that $\alpha = \overline{a_i}$. So, $\alpha(1) = 1$ and for arbitrary $\beta \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}, \beta \neq \overline{0}$ we have

 $(\alpha \cdot \beta)(1) = \beta(\alpha(1)) = \beta(1) \neq 0$, i.e. α is not a left zero-divisor. Let $\beta \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}, \beta \neq \overline{0}$ and $\beta(a_i) \neq 0$, where $i = 1, \ldots, n-2$. Then either $\beta(a_i) = 1$ and $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i)) = 1$, or $\beta(a_i) = a_k$ and $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(a_k) \neq 0$. So, α is not a right zero-divisor.

Conversely, we assume that $0 \in \text{Im}(\alpha)$. If $1 \in \text{Im}(\alpha)$, from Proposition 3.1 b. we have $\alpha = \varphi_i$ for some $i = 1, \ldots, n-2$ and then $\alpha_{0j}^{(i)} \cdot \varphi_i = \overline{0}$, where $j = 1, \ldots, n-2$. If $1 \notin \text{Im}(\alpha)$, then $\alpha = \alpha_{0j}^{(i)}$ for some i and then $\alpha_{0j}^{(i)} \cdot \alpha_{0i} = \overline{0}$, where $j = 1, \ldots, n-2$.

An element of \mathcal{E}_{\Diamond_n} that is neither 0, nor a zero-divisor is called regular. From Proposition 4.1 it follows that the regular elements of the semiring are endomorphisms $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$ such that $0 \notin \operatorname{Im}(\alpha)$ and also $\alpha \neq \overline{a_i}$, where $i = 1, \ldots, n-2$. Let us denote by $\operatorname{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ the set of regular endomorphisms of \mathcal{E}_{\Diamond_n} . For example the set $\operatorname{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_4})$ consists of the following endomorphisms: $i = \langle ab1 \rangle$, $\langle ba1 \rangle, \langle a11 \rangle, \langle 1a1 \rangle, \langle b11 \rangle, \langle 1b1 \rangle$ and $\overline{1} = \langle 111 \rangle$. It is easy to see that this set is a semiring with the following addition and multiplication tables:

+	i	ba1	a11	1a1	b11	1b1	1
i	i	1	a11	$\overline{1}$	1	1b1	1
ba1	1	ba1	$\overline{1}$	1a1	b11	$\overline{1}$	$\overline{1}$
a11	a11	$\overline{1}$	a11	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
1a1	1	1a1	$\overline{1}$	1a1	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
b11	1	b11	$\overline{1}$	$\overline{1}$	b11	$\overline{1}$	$\overline{1}$
1b1	1b1	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	1b1	$\overline{1}$
$\overline{1}$	1	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$
	1						
•	i	ba1	a11	1a1	b11	1b1	$\overline{1}$
$\frac{\cdot}{i}$	i i	$\begin{array}{c} \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \ \$	<i>}a11}</i> <i>}a11}</i>	<pre></pre>	<i>2b112</i> <i>2b112</i>	<pre></pre>	$\overline{1}$ $\overline{\overline{1}}$
≀ ≀ba1	$\begin{array}{ c c } i \\ i \\ \vdots \\ bal \end{array}$	$\begin{array}{c} \langle ba1 \rangle\\ \langle ba1 \rangle\\ i\end{array}$	<pre>2a11} 2a112 2a112 21a12</pre>	<pre> 21a1 21a1 21a1 2a11 </pre>	<pre>¿b11¿</pre> ¿b11¿ ¿b11¿ ¿1b1¿	<pre></pre>	$\frac{\overline{1}}{\overline{1}}$
$\begin{array}{c} \cdot \\ i \\ \wr ba1 \wr \\ \wr a11 \rbrace \end{array}$	i i $ball$ $a11l$	<pre>¿ba1¿ ¿ba1} i ¿b11¿</pre>	<pre></pre>	$\begin{array}{c} 1a1 \\ 1a1 \\ a11 \\ a11 \\ \overline{1} \end{array}$	<pre>¿b11¿</pre> ¿b11¿ ¿b11¿ ¿1b1¿ ¿b11¿	<pre></pre>	$\frac{\overline{1}}{\overline{1}}$ $\frac{\overline{1}}{\overline{1}}$
≀ba1≀ ≀a11≀ ≀1a1≀	<i>i</i> <i>i</i> <i>iba1i</i> <i>ia11i</i> <i>ia1i</i>	<pre>¿ba1¿</pre>	<pre> ¿a11¿ ¿a11¿ ¿1a1¿ ¿a11¿ ¿a11¿ ¿a11¿ </pre>	<pre> ¿1a1¿ ¿1a1¿ a11¿ ā111 ī </pre>	<pre> ¿b11? ¿b11? ?lb1? ?lb1? ?b11? ?b11? ?lb1? ?lb1?</pre>	<pre>\1b1\ \1b1\ \b11\ Ī 1</pre>	
<i>i</i> <i>iba1i</i> <i>ia11i</i> <i>ia1i</i> <i>ib11i</i>	<i>i</i> <i>i</i> <i>iba1i</i> <i>ia11i</i> <i>ia1i</i> <i>ib11i</i>	<pre>¿ba1¿ iba1¿ i i 2b11¿ 21b1¿ 2a11¿</pre>	<pre> ¿a11¿ ¿a11¿ ¿1a1¿ ¿a11¿ ¿a11¿ ¿1a1¿ Ţ1a1¿ </pre>	<pre></pre>	<pre>¿b11¿</pre> ¿b11¿ ¿b11¿ ¿1b1¿ ¿b11¿ ¿b11¿ ¿1b1¿ T	<pre> 21b12 21b12 2b112 1 1 2b112 2b112 2b112 </pre>	$ \overline{1} \overline{1} $
<i>i</i> <i>iba1</i> <i>ia11</i> <i>ia11</i> <i>ib11</i> <i>ib1</i>	i iba1; 2a11; 21a1; 2b11; 21b1;	<pre>¿ba1¿ iba1¿ i i 2b11¿ 21b1¿ 2a11¿ 21a1¿</pre>	<pre> ¿a11¿ ¿a11¿ ¿1a1¿ ¿a11¿ ¿a11¿ ïa1¿ ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï ï</pre>	<pre></pre>	<pre>¿b11¿</pre> ¿b11¿ ¿b11¿ ¿b11¿ ¿b11¿ ¿b11¿ <pre>¿b11¿</pre> <pre>[10]</pre> [10] [10] [10]	<pre> ¿1b1¿ ¿1b1¿ ¿b11¿ ī ī ¿b11 ¿ b11 </pre>	$ \overline{1} \overline{1} $

Proposition 4.2 For any $n \geq 4$ the set $\Re \mathfrak{eg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is a subsemiring of \mathcal{E}_{\Diamond_n} without zero. The element $\overline{1}$ is an infinity in semiring $\Re \mathfrak{eg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Proof. From Proposition 3.1 b., c. and d. it follows that for every $\alpha \in \mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ we obtain $\alpha(1) = 1$ and for any a_i either $\alpha(a_i) = a_j$, or $\alpha(a_i) = 1$ where $i, j = 1, \ldots, n-2$. Now let $\beta \in \mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Then $(\alpha+\beta)(1) = \alpha(1) \lor \beta(1) = 1, (\alpha \cdot \beta)(1) = \beta(\alpha(1)) = 1$ and $(\alpha + \beta)(a_i) = \alpha(a_i) \lor \beta(a_i) = 1$. Since $(\alpha \cdot \beta)(a_i) = \beta(\alpha(a_i)) = \beta(\alpha(a_i))$ $\beta(a_j)$, it follows that $(\alpha \cdot \beta)(a_i) = a_k$ or $(\alpha \cdot \beta)(a_i) = 1$. Hence, we prove that $\alpha + \beta, \alpha \cdot \beta \in \mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. So, $\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is a subsemiring of \mathcal{E}_{\Diamond_n} .

The endomorphisms α such that $\alpha(1) = 1$, $\alpha(a_i) = a_{k_i}$ for any $i = 1, \ldots, n-2$ are less than another elements of the semiring. Since these endomorphisms can not be ordered, it follows that there is not a least element of the semiring. Consequently there is not zero in the semiring $\Re \mathfrak{eg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Since $\alpha(1) = 1$ implies $\alpha \cdot \overline{1} = \overline{1} \cdot \alpha = \overline{1}$ and also $\alpha + \overline{1} = \overline{1}$, for any $\alpha \in \Re \mathfrak{eg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ we have $\overline{1} = \infty$.

We now seek the invertible elements in semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} which are invertible regular endomorphisms. From Proposition 3.1 d. follows that the endomorphisms $\alpha = \langle a_{k_1}, a_{k_2}, \ldots, a_{k_{n-2}}, 1 \rangle$, where $k_s \in \{1, \ldots, n-2\}$ for any $s = 1, \ldots, n-2$, are all the permutations of elements a_1, \ldots, a_{n-2} . It is clear that the set of these permutations is a subgroup of the semigroup ($\Re \mathfrak{eg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}), \cdot$) and this group is isomorphic of the symmetric group S_{n-2} . We denote this group by $\mathcal{P}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Let α be an invertible element of the semiring $\Re \mathfrak{eg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Obviously, $\alpha(a_i) \neq 1$ for any $i = 1, \ldots, n-2$. So, α is a permutation on the set $\{a_1, \ldots, a_n\}$, that is the set of the invertible elements of $\Re \mathfrak{eg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is group $\mathcal{P}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Let us consider regular endomorphisms α that satisfy condition $\alpha(a_i) = 1$ for some $i = 1, \ldots, n-2$ and denote the set of such endomorphisms by $\mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$. So, semiring $\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is a disjoint union of the sets $\mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ and $\mathcal{P}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Proposition 4.3 The set $\mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is a maximal ideal of semiring $\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Proof. Obviously, set $\mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is closed under the addition. Let $\alpha \in \mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ and $\beta \in \mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Then $(\alpha \cdot \beta)(a_i) = \beta(\alpha(a_i)) = \beta(1) = 1$ for some a_i , i.e. $\alpha \cdot \beta \in \mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$. Similarly we find $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i))$. If $\beta \in \mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$, then we choose a_i such that $\beta(a_i) = 1$. If $\beta \in \mathcal{P}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$, we choose a_i such that $\alpha(a_{k_i}) = 1$ where $a_{k_i} = \beta(a_i)$. So, $\beta \cdot \alpha \in \mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$. Since every regular endomorphism $\alpha \notin \mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is an invertible element it follows that $\mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is a maximal ideal of $\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Now we shall extend the maximal ideal $\mathcal{M}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ of $\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ to a maximal ideal of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} . Let us consider all the endomorphisms $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$ such that $\alpha \notin \mathcal{P}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Then, if $\alpha \neq \overline{0}$, we have either $\alpha(1) = a_i$, or $\alpha(a_i) = 1$ for some $i = 1, \ldots, n-2$. We denote the set of all such endomorphisms and $\overline{0}$ by $\mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Proposition 4.4 For any integer n > 4 the set $\mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is a maximal ideal of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} .

Proof. Let $\alpha, \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}), \alpha \neq \overline{0} \text{ and } \beta \neq \overline{0}.$

In order to prove that $\mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is closed under the addition we shall consider four cases.

Case 1. Let $\alpha(1) = \beta(1) = a_i$ for some i = 1, ..., n - 2. Then $(\alpha + \beta)(1) = a_i$ and therefore $\alpha + \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Case 2. Let $\alpha(1) = a_i$ and $\beta(1) = a_j$ where $i, j = 1, \ldots, n-2$ and $i \neq j$. Then $(\alpha + \beta)(1) = 1$. Since n > 4, it follows that there are at least three pairwise distinct elements a_{k_1}, a_{k_2} and a_{k_3} in set $\{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$. So, even if $\alpha(a_{k_1}) = 0$ and $\beta(a_{k_2}) = 0$, we choose $a_{k_3} \in \{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$ such that $\alpha(a_{k_3}) = a_i$ and $\beta(a_{k_3}) = a_j$. Hence, $(\alpha + \beta)(a_{k_3}) = 1$ and therefore $\alpha + \beta \neq i$ and $\alpha + \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Case 3. Let $\alpha(a_i) = 0$ for some i = 1, ..., n-2 and $\alpha(1) = 1$. Then $\alpha(a_j) = 1$, where $j = 1, ..., n-2, j \neq i$, and for any endomorphism β it follows $(\alpha + \beta)(1) = 1$ and $(\alpha + \beta)(a_j) = 1$. So, $\alpha + \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Case 4. Let $\alpha(a_i) = 1$ for some i = 1, ..., n - 2. Then it follows $\alpha(1) = 1$. Now for any endomorphism β we have $(\alpha + \beta)(1) = 1$ and $(\alpha + \beta)(a_i) = 1$, hence, $\alpha + \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}).$

In order to prove that $\mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \cdot \mathcal{E}_{\Diamond_n} \subseteq \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ and $\mathcal{E}_{\Diamond_n} \cdot \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \subseteq \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ we shall consider four cases.

Case 5. Let $\alpha(1) = a_i$ and $\beta(1) = a_j$ for some $i, j = 1, \ldots, n - 2$. Then $(\alpha \cdot \beta)(1) = \beta(\alpha(1)) = \beta(a_i)$. If $\beta(a_i) = 0$, then $\alpha \cdot \beta = \overline{0}$. If $\beta(a_i) = a_j$, it follows $\alpha \cdot \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. By the same reasonings we find $\beta \cdot \alpha \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Case 6. Let $\alpha(1) = a_i$ and $\beta(1) = 1$ for some $i = 1, \ldots, n-2$. Then $(\alpha \cdot \beta)(1) = \beta(\alpha(1)) = \beta(a_i)$. If $\beta(a_i) = 0$, then $\alpha \cdot \beta = \overline{0}$. If $\beta(a_i) = a_k$, it follows that $\alpha \cdot \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. If $\beta(a_i) = 1$, then $(\alpha \cdot \beta)(1) = 1$. Now if $\alpha(a_i) = 0$, it follows $(\alpha \cdot \beta)(a_i) = 0$ and therefore $\alpha \cdot \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. If $\alpha(a_i) = a_i$, then $(\alpha \cdot \beta)(a_i) = 1$ and also $\alpha \cdot \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. At last we find $(\beta \cdot \alpha)(1) = \alpha(\beta(1)) = \alpha(1) = a_i$, so, $\beta \cdot \alpha \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Case 7. Let $\alpha(a_i) = 1$ and $\beta(a_j) = 1$ for some i, j = 1, ..., n - 2. Then $(\alpha \cdot \beta)(1) = (\beta \cdot \alpha)(1) = 1, \ (\alpha \cdot \beta)(a_i) = \beta(\alpha(a_i)) = \beta(1) = 1$ and $(\beta \cdot \alpha)(a_j) + \alpha(\beta(a_j) = \alpha(1) = 1$. Hence, $\alpha \cdot \beta, \beta \cdot \alpha \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Case 8. Let $\alpha(a_i) = 1$ and $\beta(1) = 1$ for some $i = 1, \ldots, n-2$. Then $(\alpha \cdot \beta)(1) = \beta(\alpha(1)) = \beta(1) = 1$. Since $(\alpha \cdot \beta)(a_i) = \beta(\alpha(a_i)) = \beta(1) = 1$, it follows that $\alpha \cdot \beta \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Similarly, we have $(\beta \cdot \alpha)(1) = \alpha(\beta(1)) = \alpha(1) = 1$. If we assume that $\beta(a_i) = 1$ for some a_i , then $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(1) = 1$ and follows $\beta \cdot \alpha \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. If we assume that $\beta(a_i) = 0$ for some a_i , then $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(\alpha(a_i)) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(\alpha(a_i)) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(\alpha(a_i)) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(\alpha(a_i)) = \alpha(\alpha(\alpha(a_i))) = \alpha(\alpha(\alpha(a_i))) = \alpha(\alpha(\alpha(a_i)) = \alpha(\alpha(\alpha(a_i))) =$

Therefore in all the possibilities for endomorphism β it follows $\beta \cdot \alpha \in \mathcal{MAX}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

From Example 3.2 and the last proposition immediately follows

Corollary 4.5 The semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} is a simple semiring only for n = 4.

Finally, in this section we consider the idempotent endomorphisms of semiring $\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Let us denote the set of such elements by $\mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$. In [10] we find a result similar to the next proposition.

Proposition 4.6 The set $\mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is a commutative subsemiring of $\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ such that the addition and the multiplication tables coincide. The subset $I = \{\overline{1}, \psi_{ii}, i = 1, \ldots, n-2\}$ is an ideal of semiring $\mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$.

Proof. Let $\alpha \in \mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$. Since $0 \notin \mathrm{Im}(\alpha)$, $\alpha \neq \overline{a_i}$, $i = 1, \ldots, n-2$ and $\alpha(1) = 1$, it follows that α is an identity on some subset $A \subseteq \{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$ and $\alpha(x) = \overline{1}$ for any $x \notin A$. So, if:

(i) $A = \{a_1, \dots, a_{n-2}\}, \text{ then } \alpha = i,$

(ii) $A = \emptyset$, then $\alpha = \overline{1}$,

(iii) $A = \{a_i\}$, then $\alpha = \psi_{ii}$, where i = 1, ..., n - 2.

The fact that α is an identity on $A \subseteq \{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$ we denote by α_A . Now we find that

$$\alpha_A + \alpha_B = \alpha_A \cdot \alpha_B = \alpha_B \cdot \alpha_A = \alpha_{A \cap B}.$$

Hence, $\mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is a commutative semiring such that the addition and the multiplication tables coincide. Note that identity *i* is both an additively neutral and a multiplicatively neutral element of this semiring.

From the last equalities it follows

$$\alpha_A + \psi_{i,i} = \alpha_A \cdot \psi_{i,i} = \psi_{i,i} \cdot \alpha_A = \begin{cases} \psi_{i,i}, & \text{if } a_i \in A \\ \overline{1}, & \text{if } a_i \notin A \end{cases}$$

and $\alpha_A + \overline{1} = \alpha_A \cdot \overline{1} = \overline{1} \cdot \alpha_A = \overline{1}$ for arbitrary $\alpha_A \in \mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$. Hence, I is an ideal of semiring $\mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$.

5 Endomorphisms with images which formes chains

Let us consider endomorphisms $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$ such that $\operatorname{Im}(\alpha) \subseteq \mathcal{C}_i = \{0, a_i, 1\} \subset \Diamond_n$, where $i = 1, \ldots, n-2$. For any fixed $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ we denote the set of all such endomorphisms α by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$.

Proposition 5.1 For any $n \ge 4$ and $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ the set $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ is a subsemiring with zero of \mathcal{E}_{\Diamond_n} .

Proof. It is easy to see that $\operatorname{Im}(\alpha_i) \subseteq \mathcal{C}_i$ and $\operatorname{Im}(\beta_i) \subseteq \mathcal{C}_i$ imply $\operatorname{Im}(\alpha_i + \beta_i) \subseteq \mathcal{C}_i$ and $\operatorname{Im}(\alpha_i \cdot \beta_i) \subseteq \mathcal{C}_i$.

Note that it is easy to prove that for $n \ge 4$ the order of any semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$, $i = 1, \ldots, n-2$, is equal to 3(n-1).

Let for any fixed $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ consider the subset of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ consisting of all the endomorphisms α such that $\alpha(1) \neq 1$ and denote this subset by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$. From Proposition 3.1. a. it follows that $1 \notin \operatorname{Im}(\alpha)$ for every $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$ and by using Proposition 3.1. b. and notations (3) we find that all the elements of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$ are:

$$\overline{0} = \langle 0, \ldots, 0 \rangle, \ \overline{a_i} = \langle a_i, \ldots, a_i \rangle,$$

 $\alpha_{01}^{(i)} = \langle 0, a_i, \dots, a_i \rangle, \ \alpha_{02}^{(i)} = \langle a_i, 0, a_i, \dots, a_i \rangle, \ \cdots, \alpha_{0n-2}^{(i)} = \langle a_i, \dots, a_i, 0, a_i \rangle.$

It is easy to verify that: $\overline{0} + \alpha = \alpha$, $\alpha + \alpha = \alpha$ and $\alpha + \overline{a_i} = \overline{a_i}$ for arbitrary $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$ and also $\alpha_{0j}^{(i)} + \alpha_{0k}^{(i)} = \overline{a_i}$, where $j \neq k$.

Obviously, $\overline{0} \cdot \alpha = \alpha \cdot \overline{0} = \overline{0}$. By using notations (4) we obtain $\alpha \cdot \alpha_{0,i} = \overline{0}$ for arbitrary $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$. We also find $\alpha \cdot \beta = \alpha$, where $\alpha, \beta \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$ and $\beta \neq \overline{0}$, $\beta \neq \alpha_{0,i}$. Hence, we prove

Proposition 5.2 For any $n \ge 4$ and $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ the set $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$ is a subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ with zero element $\overline{0}$.

Note that in semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$ the endomorphism $\alpha_{0,i}$ is a right zero and all other endomorphisms $\alpha_{0,j}$, where $j \neq i$, are right identities. So, there are not any ideals of order more than two. But for any $n \geq 4$ the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$ is not simple because the two–element set $\{\overline{0}, \alpha_{0i}\}$ is a proper ideal of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$.

Now for any fixed $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ we consider the subset of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ consisting of all the endomorphisms α such that $0 \notin \operatorname{Im}(\alpha)$ and denote this subset by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$. Let us observe that $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]} \subseteq \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[a,1]}$, see Lemma 3.7. By using Proposition 3.1. c. and d. we find that all the elements of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$ are:

$$\overline{a_i} = \langle a_i, \ldots, a_i \rangle, \ \overline{1} = \langle 1, \ldots, 1 \rangle,$$

 $\psi_{1,i} = \langle a_i, 1, \dots, 1 \rangle, \ \psi_{2,i} = \langle 1, a_i, 1 \dots, 1 \rangle, \ \cdots, \psi_{n-2,i} = \langle 1, \dots, 1, a_i, 1 \rangle .$ (5)

It is easy to verify that: $\overline{a_i} + \alpha = \alpha$, $\alpha + \alpha = \alpha$ and $\alpha + \overline{1} = \overline{1}$ for every $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$ and also $\psi_{j,i} + \psi_{k,i} = \overline{1}$, where $j \neq k$.

We also compute $\alpha \cdot \overline{a_i} = \overline{a_i}$, $\alpha \cdot \psi_{i,i} = \alpha$ and $\alpha \cdot \psi_{j,i} = \overline{1}$, where $j \neq i$ for every $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$. Hence, we prove

Proposition 5.3 For any $n \ge 4$ and $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ the set $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$ is a subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i]}$ without a zero element.

Note that semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$ is not simple. For instance, set $M = \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]} \setminus \{\psi_{i,i}\}$ is a maximal ideal of this semiring.

By analogy with the above reasonings we consider, for any semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$, the subset of all endomorphisms α such that $\operatorname{Im}(\alpha) \subseteq \{0,1\}$. Since these endomorphisms are well defined by (1), we observe that this subset is semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$. It is straightforward that $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]} = \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i) \cap \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_j)$, where $i \neq j$, and therefore $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]} = \bigcap_{i=1}^n \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$. So, we have:

Proposition 5.4 For any $n \geq 4$ the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is a subsemiring of all semirings $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$, where $i \in \{1, \ldots, n-2\}$.

Note that from the proof of Lemma 3.5 it follows that every nonzero element of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is a right identity. Hence, $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is a simple subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$.

By using the definitions of semirings from the last three propositions immediately follows

Corollary 5.5 For any $n \ge 4$ and $i \in \{1, \ldots, n-2\}$, the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ is a union of three subsemirings $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]}$, $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$ and $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$.

Now we prove the main result of the section:

Theorem 5.6 For any $n \ge 4$ and $i \in \{1, \ldots, n-2\}$ the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ is a simple semiring.

Proof. We shall use the notations from the proofs of Proposition 4.2, Proposition 4.3, Proposition 4.4 and Lemma 3.5. Let us consider equalities:

$$\overline{0} \cdot \psi_{i,i} = \overline{0}, \quad \overline{1} \cdot \psi_{i,i} = \overline{1}, \quad \varphi_j \cdot \psi_{i,i} = \varphi_j, \quad \alpha_{0,j}^{(i)} \cdot \psi_{i,i} = \alpha_{0,j}^{(i)}, \quad \psi_{j,i} \cdot \psi_{i,i} = \psi_{j,i},$$

where $j = 1, \ldots, n-2$. Hence, ψ_{ii} is a right identity of the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$.

Let J be an ideal of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$. Since $\overline{0}$ is a zero element of this semiring, we can suppose that $\overline{0} \in J$. We shall consider the following three cases:

Case 1. Let us assume that $\varphi_1 \in J$. If $i \neq 1$ we find $\varphi_1 \cdot \alpha_{0,i}^{(i)} = \alpha_{0,1}^{(i)} \in J$ and $\alpha_{0,i}^{(i)} \cdot \varphi_1 = \varphi_i \in J$. Then $\alpha_{0,1}^{(i)} + \varphi_i = \psi_{i,i} \in J$. Since ψ_{ii} is a right identity, it follows that $J = \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$. If i = 1, we find $\varphi_2 \cdot \varphi_1 = \varphi_2 \in J$ and $\varphi_2 \cdot \alpha_{0,1}^{(1)} = \alpha_{0,2}^{(1)}$. Then $\alpha_{0,2}^{(1)} + \varphi_1 = \psi_{1,1} \in J$ and $J = \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$.

Case 2. Let us assume that $\alpha \in J$, where $\alpha(1) = 1$. Since $\varphi_1 \cdot \alpha = \varphi_1 \in J$ we go to Case 1.

Case 3. Let us assume that $\alpha \in J$, where $\alpha(1) = a_i$. Then for $j \neq i$ it follows

 $\alpha \cdot \varphi_j = \beta \in J$ where $\beta(1) = 1$ and we go to Case 2.

Hence, either $J = \{\overline{0}\}$, or $J = \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ and this completes the proof.

Remark 5.7 From the main result (Theorem 1.7) of [12] we know that endomorphism semiring (with zero) $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ of a finite chain is a congruence simple semiring. About subsemirings, from Theorem 2.1 of [5], it follows that a subsemiring of $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ is congruence simple provided it contains one well known ideal of $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$. In [8] we prove that every proper subsemiring of $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ is not congruence simple.

Here we are interested in the semirings of the endomorphisms of a semilattice \Diamond_n and prove that

- Semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} , when n > 4, is not simple.
- Semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$, for any $i = 1, \ldots, n-2$, is a simple semiring.
- Semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is also a simple semiring.

A natural question is: Is there a semiring R such that $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]} \subsetneq R \gneqq \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ and R is not a simple semiring?

Let R be a set consisting of all the elements of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ and also of all the endomorphisms $\psi_{1,i}, \ldots, \psi_{n-2,i}$, see (5). We observe that $\varphi_k + \psi_{j,i} = \overline{1}$ if $k \neq j$ and $\varphi_j + \psi_{j,i} = \psi_{j,i}$. From the proof of Proposition 5.3. we have $\psi_{j,i} + \psi_{k,i} = \overline{1}$, where $j \neq k$, and $\psi_{j,i} + \overline{1} = \overline{1}$. Then, from the proof of Lemma 3.5 it follows that R is closed under the addition.

Now we find $\varphi_k \cdot \psi_{j,i} = \varphi_k$, $\psi_{j,i} \cdot \varphi_i = \varphi_i$, $\psi_{j,i} \cdot \varphi_k = \overline{1}$ if $i \neq k$ from the proof of Theorem 3.8. From the equalities $\alpha \cdot \psi_{i,i} = \alpha$ and $\alpha \cdot \psi_{j,i} = \overline{1}$, where $j \neq i$ for every $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$, from the proof of Proposition 5.3 and again the proof of Lemma 3.5 it follows that R is closed under the multiplication. Thus we also verify that $R \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]} \subseteq \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ and $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]} R \subseteq \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$. So, we prove

Proposition 5.8 The set R is a subsemiring of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ which is not simple. The semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}$ is an ideal of R.

Using the notations from the beginning of Section 5 we consider the endomorphisms $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$ such that $\operatorname{Im}(\alpha) \subseteq \bigcup_{\ell=1}^k \mathcal{C}_{i_\ell}$ where $\mathcal{C}_{i_\ell} = \{0, a_{i_\ell}, 1\} \subset \Diamond_n$, $\ell = 1, \ldots, k$ and $k \leq n-2$. We denote the set of these endomorphisms by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$. After renumbering we can denote this set by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_1, \ldots, a_k)$, where $k \leq n-2$. By similar reasonings to those used in the proof of Proposition 5.1 we prove

Proposition 5.9 For any $1 \le k \le n-2$ the set $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_1,\ldots,a_k)$ is a subsemiring with zero of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} .

References

[1] A. Anderson and N. Belnap (1975), *Entailment, the Logic of Relevance and Necessity*, vol. I, Princeton Univ. Press, Princeton, 1975.

[2] R. El Bashir and T. Kepka (2007), *Congruence-Simple Semirings*, Semigroup Forum, Vol. 75 (2007) 588 – 608.

[3] J. Golan (1999), *Semirings and Their Applications*, Kluwer, Dordrecht, 1999.

[4] G. Gratzer (2011), *Lattice Theory: Foundation*, Birkhäuser Springer Basel AG, 2011.

[5] J. Jeżek, T. Kepka and M. Maròti (2009), *The endomorphism semiring* of a semilattice, Semigroup Forum, 78 (2009), 21 – 26.

 [6] G. Maze, C. Monico and J. Rosenthal (2007), *A public key cryptosystem* based on actions by semigroups, Advances in Mathematics of Communications, Volume 1, No. 4, 2007, 489 - 507.

[7] C. Monico (2004), **On finite congruence-simple semirings**, J. Algebra 271 (2004) 846 – 854.

[8] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), *The endomorphism semiring of a finite chain*, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 9 – 18.

[9] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), *Subsemirings of the* endomorphism semiring of a finite chain, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 19 – 28.

[10] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), *Endomorphism semirings* without zero of a finite semilattice of a special type, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 2, (2011), 19 – 28.

[11] I. Trendafilov and D. Vladeva (2013), *Idempotent elements of the* endomorphism semiring of a finite chain, ISRN Algebra, Vol. 2013, 2013.

[12] J. Zumbrägel (2008), Classification of finite congruence-simple semirings with zero, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

Author: Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *E-mail address:* ivan_d_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 07.05.10.2013

Рецензент доц. д-р Георги Бижев



ПОЛУПРЪСТЕНИ ОТ ЕНДОМОРФИЗМИ С НУЛА НА КРАЙНА ПОЛУРЕШЕТКА ОТ СПЕЦИАЛЕН ВИД – част III

Иван Трендафилов

Резюме: Изследваме полупръстена от ендоморфизми с нула на крайна полурешетка с един най-малък и един най-голям елемент, като всички останали елементи образуват антиверига. Строят се някои нови крайни прости полупръстени.

Ключови думи: полупръстен от ендоморфизми, адитивно идемпотентен полупръстен, прост полупръстен, идемпотентен ендоморфизъм, крайна полурешетка.

ENDOMORPHISM SEMIRINGS WITH ZERO OF A FINITE SEMILATTICE OF A SPECIAL TYPE – part III

Ivan Trendafilov

Abstract We investigate endomorphism semirings of a finite semilattice with one least element and one greatest element such that all the other elements form an antichain. We construct some new finite simple semirings.

Keywords: endomorphism semiring, additively idempotent semiring, simple semiring, idempotent endomorphism, finite semilattice. **MSC-2010:** 16Y60, 06A12, 20M10.

MSC-2010: 10100, 00A12, 20M1

1 Introduction

This paper is a continuation of "Endomorphism semirings with zero of a finite semilattice of a special type – part II". So, here there is not section preliminaries and the number of sections after Introduction started from 6.

The paper is organized as it follows. In the section 6 we study the idempotent elements of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} . Since part of them, namely these endomorphisms which

transform some of a_i to 0, has bad properties, we consider only idempotents having 1 for a fixed point. We prove that these idempotents form a semiring and find some interesting subsemirings of him. By similar construction we obtain another semiring whose elements are also idempotents.

In the last section we construct some simple semirings. The main results here are that all the endomorphisms α such that $\operatorname{Im}(\alpha) \subseteq \mathcal{C}_i \cup \mathcal{C}_j$ form a simple semiring (Theorem 7.1), but under the assumptions $\operatorname{Im}(\alpha) \subseteq \bigcup_{i=1}^{n} \mathcal{C}_i$ and $k \geq 3$ the semiring is not simple (Theorem 7.5).

Idempotent elements of the endomorphism semiring 6

The set of all the idempotents of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} is not closed under the multiplication. For instance, endomorphisms $\langle 0, 1, \ldots, 1 \rangle$ and $\langle a_1, 0, a_1, \ldots, a_1 \rangle$ are idempotents, but their product $\langle 0, 1, \ldots, 1 \rangle \langle a_1, 0, a_1, \ldots, a_1 \rangle = \langle 0, a_1, \ldots, a_1 \rangle$ is not an idempotent. So, we shall consider only a part of the idempotent elements of \mathcal{E}_{\Diamond_n} .

Idempotent elements $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$ such that $\alpha(1) = 1$ are called *stable idempotents*. The set of idempotents which are not stable is not closed under the addition and multiplication. For instance, $a_1, 0, a_1, \ldots, a_1 \wr$ and $a_2, a_2, 0, a_2, \ldots, a_2 \wr$ are idempotents which are not stable but

$$a_1, 0, a_1, \dots, a_1 \ \wr + \ \wr a_2, a_2, 0, a_2, \dots, a_2 \ \wr = \ \wr 1, a_2, a_1, 1, \dots, 1 \ \wr$$
 and
 $a_1, 0, a_1, \dots, a_1 \ \wr \cdot \ \wr a_2, a_2, 0, a_2, \dots, a_2 \ \wr = \ \wr a_2, 0, a_2, \dots, a_2 \ \wr$

are not idempotent endomorphisms.

The set of stable idempotent elements of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} we denote by $\mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. Let $\alpha \in \mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ and $\alpha(a_i) = 0$. Since $\alpha(1) = 1$ from Proposition 3.1, b., we obtain that $\alpha(a_j) = 1$ for any $j \neq i$. So, $\alpha = \varphi_i$. Thus, it follows that $\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^* \subset \mathcal{SI}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}\right)$.

Lemma 6.1 The endomorphism $\alpha \in SI(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \setminus \left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^*$ if and only if either $\alpha(a_i) = a_i, \text{ or } \alpha(a_i) = 1 \text{ for } i = 1, \dots, n-2.$

Proof. Let $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}$ and either $\alpha(a_i) = a_i$, or $\alpha(a_i) = 1$ for $i = 1, \ldots, n-2$.

Then either $\alpha^2(a_i) = \alpha(a_i) = a_i$, or $\alpha^2(a_i) = \alpha(1) = 1$ that is $\alpha^2 = \alpha$. Conversely, let $\alpha \in \mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \setminus \left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^*$. We assume that $\alpha(a_i) \neq 1$. Then $\alpha(a_i) = a_k$ and $\alpha^2(a_i) = \alpha(a_k)$. But $\alpha^2 = \alpha$. Hence, $\alpha^2(a_i) = \alpha(a_i)$. Thus, it follows $\alpha(a_k) = \alpha^2(a_i) = \alpha(a_i) = a_k$. From Proposition 3.1, d., we obtain that α

is a permutation, that is $\alpha(a_i) = \alpha(a_k)$ means that $a_i = a_k$. So either $\alpha(a_i) = 1$, or $\alpha(a_i) = a_i$.

Immediately from the last lemma and Proposition 4.6 it follows that

$$\mathcal{SI}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}
ight)=\mathcal{ID}\left(\mathfrak{Reg}\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}
ight)
ight)\cup\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}
ight)^*$$

Proposition 6.2 The set $SI(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is a subsemiring of \mathcal{E}_{\Diamond_n} . Set $\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^*$ is an ideal of $SI(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. The set $SI(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \setminus \{i\}$ is a maximal ideal of $SI(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Proof. For the first part of this proposition it is enough to show that if $\alpha \in \mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ and $\beta \in (\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]})^*$, then $\alpha + \beta \in \mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}), \alpha \cdot \beta \in (\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]})^*$ and $\beta \cdot \alpha \in (\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]})^*$. By the notations from the proof of Propsition 4.6 we choose $\alpha = \alpha_A$, where $A \subseteq \{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$. Now it follows $\varphi_i + \alpha_A = \begin{cases} \psi_{i,i}, & \text{if } a_i \in A \\ \overline{1}, & \text{if } a_i \notin A \end{cases}$, where $i = 1, \ldots, n-2$. Therefore, $\mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is closed under the addition.

From $\alpha_A \cdot \varphi_i = \begin{cases} \varphi_i, & \text{if } a_i \in A \\ \overline{1}, & \text{if } a_i \notin A \end{cases}$ and $\varphi_i \cdot \alpha_A = \varphi_i$ it follows that $\mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is a semiring and $\left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^*$ is an ideal of this semiring.

From the above reasonings it follows that there are not any endomorphisms $\alpha, \beta \in S\mathcal{I}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}), \alpha \neq i \text{ and } \beta \neq i$, such that $\alpha + \beta = i$ or $\alpha \cdot \beta = i$. Hence, the set $S\mathcal{I}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \setminus \{i\}$ is a maximal ideal of semiring $S\mathcal{I}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

The semiring $\mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is an extension of the commutative semiring $\mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ in the set of all the idempotent elements of semiring \mathcal{E}_{\Diamond_n} and this extension is a non-commutative semiring without zero. Now we shall extend the semiring of regular idempotents $\mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ to another non-commutative semiring with zero whose elements are idempotents by the following reasonings. After Proposition 3.3 we note that the elements of the right ideal $\mathcal{AC}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ of \mathcal{E}_{\Diamond_n} are idempotents.

Now we consider set $\widehat{\mathcal{ID}}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})) = \mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})) \cup \mathcal{AC}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}).$

Proposition 6.3 The set $\widehat{\mathcal{ID}}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is a subsemiring with zero of \mathcal{E}_{\Diamond_n} . The right ideal $\mathcal{AC}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is an ideal of this semiring.

Proof. It is enough to show that if $\alpha \in \mathcal{ID}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ and $\beta \in \mathcal{AC}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$, then $\alpha + \beta \in \widehat{\mathcal{ID}}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})), \alpha \cdot \beta \in \mathcal{AC}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ and $\beta \cdot \alpha \in \mathcal{AC}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$. By notations from the proof of Propsition 4.6 we choose $\alpha = \alpha_A$, where $A \subseteq \{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$.

Now it follows $\overline{a_i} + \alpha_A = \begin{cases} \psi_{i,i}, & \text{if } a_i \in A \\ \overline{1}, & \text{if } a_i \notin A \end{cases}$, where $i = 1, \dots, n-2$. So, $\widehat{\mathcal{ID}}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is closed under the addition. From $\overline{a_i} \cdot \alpha_A = \begin{cases} \overline{a_i}, & \text{if } a_i \in A \\ \overline{1}, & \text{if } a_i \notin A \end{cases}$ and $\alpha_A \cdot \overline{a_i} = \overline{a_i}$ follows it that $\widehat{\mathcal{ID}}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$ is a semiring and $\mathcal{AC}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$ is an ideal of this semiring. Obviously, $\overline{0}$ is a zero element of $\widehat{\mathcal{ID}}(\mathfrak{Reg}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}))$.

In the rest of this section we shall examine the subsemirings of $\mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n})$.

Example 6.4 Let us consider the three element set $\{\varphi_i, \psi_{i,i}, \overline{1}\}$ where

$$\varphi_i = \langle 1, \dots, 1, 0, 1, \dots, 1 \rangle, \psi_{i,i} = \langle 1, \dots, 1, a_i, 1, \dots, 1 \rangle$$
 and $\overline{1} = \langle 1, \dots, 1 \rangle$

are well-known endomorphisms from (1) and (2).

It is easy to see that this set is the semiring $\mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \cap \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_i)$ which we denote by $\mathcal{SI}(a_i)$. The addition and multiplication tables of semiring $\mathcal{SI}(a_i)$ are:

+	$arphi_i$	$\psi_{i,i}$	1		•	φ_i	$\psi_{i,i}$	1
φ_i	$arphi_i$	$\psi_{i,i}$	$\overline{1}$		φ_i	φ_i	φ_i	φ_i
$\psi_{i,i}$	$\psi_{i,i}$	$\psi_{i,i}$	1	,	$\psi_{i,i}$	φ_i	$\psi_{i,i}$	$\overline{1}$
$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	1		$\overline{1}$	1	$\overline{1}$	$\overline{1}$

There are not zero and ∞ in this semiring, the endomorphism $\psi_{i,i}$ is an identity and the set $\{\varphi_i, \overline{1}\}$ is an ideal of $\mathcal{SI}(a_i)$.

Note that this semiring is an example in [7] of a congruence simple semiring of order 3.

Clearly, there are n-2 three element semirings $\mathcal{SI}(a_i)$, where $i = 1, \ldots, n-2$, and they are isomorphic. Similarly, we construct semiring $\mathcal{SI}(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) = \mathcal{SI}(\mathcal{E}_{\Diamond_n}) \cap \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}).$

Proposition 6.5 In the semiring $S\mathcal{I}(a_{i_1},\ldots,a_{i_k})$ there are not a zero element and an element ∞ but there is an identity $i(a_{i_1},\ldots,a_{i_k})$. The set $J = S\mathcal{I}(a_{i_1},\ldots,a_{i_k}) \setminus \{i(a_{i_1},\ldots,a_{i_k})\}$ is a maximal ideal of $S\mathcal{I}(a_{i_1},\ldots,a_{i_k})$.

Proof. Let $\alpha(a_{i_{\ell}}) = a_{i_{\ell}}$ for all $\ell = 1, \ldots, k$ and $\alpha(x) = 1$ for $x \notin \{a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}\}$. We denote this endomorphism α by $i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$. It follows easily that $i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) \in \mathcal{SI}(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$. For arbitrary φ_i , $i = 1, \ldots, n-2$ we have $\varphi_i \cdot i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) = \varphi_i$. Let $\alpha \in \mathcal{SI}(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$ and $\alpha \notin \left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^*$. Then either $\alpha(a_{i_\ell}) = a_{i_\ell}$, or $\alpha(a_{i_\ell}) = \overline{1}$ where $1 \leq \ell \leq k$.

Since $(\alpha \cdot i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}))(a_{i_\ell}) = i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})(\alpha(a_{i_\ell})) = \alpha(a_{i_\ell})$, it follows that $\alpha \cdot i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) = \alpha$. So, $i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$ is a right identity of semiring $\mathcal{SI}(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$. Since for any $i = 1, \ldots, n-2$ the endomorphisms φ_i are right zeroes, it follows that there are not a zero element and an infinity in this semiring.

Now we compute $\varphi_{i_{\ell}} + i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) = \psi_{i_{\ell}, i_{\ell}}$ and $\varphi_{i_{\ell}} + i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) = \overline{1}$, where $j \neq i_{\ell}$, for $\ell = 1, \ldots, k$ and also $\alpha + i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) = \alpha$ for all the other elements $\alpha \in SI(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$. Let $\alpha, \beta \in SI(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$ and $\alpha \neq i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$, $\beta \neq i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$. Then for some element $a_{i_{\ell}}$ we have $\alpha(a_{i_{\ell}}) = 1$. This implies $(\alpha \cdot \beta)(a_{i_{\ell}}) = 1$, so, $\alpha \cdot \beta \neq i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$.

Hence, we proved that $J = SI(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k}) \setminus \{i(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})\}$ is a maximal ideal of semiring $SI(a_{i_1}, \ldots, a_{i_k})$.

7 Many examples of simple semirings

First, we shall try to construct some "small" simple subsemirings of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a,b)$.

Let us denote $S_{n-1} = \left(\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]}\right)^* = \mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,1]} \setminus \{\overline{0}\}$ which is, obviously, a subsemiring of \mathcal{E}_{\Diamond_n} without a zero element.

Using the notations from Example 3.2 it follows that the addition and multiplication tables of semiring S_3 are:

+	20112	101≀	1		•	20112	101≀	$\overline{1}$
20112	20112	$\overline{1}$	1		20112	20112	20112	20112
101≀	$\overline{1}$	101 ≥	$\overline{1}$,	101 ₹	101 ₹	101 ₹	₹101 ₹
$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$		$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$

Since every element of S_3 is a right identity, it follows that S_3 is a simple semiring without a zero element. Let us consider the endomorphisms $\alpha \in S_3$ such that $\alpha(a) = 1$ (using the notations from Example 3.2). Since $\alpha(1) = 1$, it follows that two endomorphisms with this property formed a semiring which we denote by S_2 . The addition and multiplication tables are:

+	≥101≥	1		•	≥101≥	$\overline{1}$	
₹101₹	≥101≥	1	,	101≀	≥101≥	≥101≥	•
$\overline{1}$	$\overline{1}$	1		$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$	

The same arguments prove that the semiring S_2 is a simple semiring without zero.

Similarly, from the equalities $\varphi_i \cdot \varphi_j = \varphi_i$ and $\overline{1} \cdot \varphi_j = \overline{1}$ for arbitrary indices $i, j \in \{1, \ldots, n-2\}$ and from the proof of Lemma 3.5, it follows that semiring S_n is a simple semiring without zero for any $n \ge 4$. Hence, we can construct a chain of simple semirings without zero

$$S_2 \subset S_3 \subset \cdots \subset S_n.$$

Of course, here S_2 and S_3 are not the semirings from the examples above, but they are semirings isomorphic to them, respectively.

Note that the similar construction is realized if we consider the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[0,i]} \setminus \{\overline{0}, \alpha_{0,i}^{(i)}\}$ which is isomorphic to S_{n-2} .

The semirings $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]}$ gives other examples of simple semirings but they are trivial. Indeed, the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}^{[i,1]} \setminus \{\overline{a_i}, \psi_{i,i}\}$ is a simple and not isomorphic to S_{n-2} , but the multiplication is trivial since $\alpha \cdot \beta = \overline{1}$ for all α and β of this semiring.

Now we shall show that it is possible to construct "big" subsemirings of \mathcal{E}_{\Diamond_n} which are simple.

As a consequence of Proposition 5.9 it follows that $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a,b)$, where $a,b \in \{a_1,\ldots,a_{n-2}\}$ is a semiring.

Theorem 7.1 Let $a, b \in \{a_1, \ldots, a_{n-2}\}$. Then for any $n \geq 5$ the semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ is a simple subsemiring of \mathcal{E}_{\Diamond_n} .

Proof. First, in a similar way, as in the proof of Theorem 5.6, we consider endomorphism $i(a, b) = \langle a, b, 1, ..., 1 \rangle$. For arbitrary $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ we have $\alpha(x) \in \{0, a, b, 1\}$ for any $x \in \Diamond_n$. Then $(\alpha \cdot i(a, b))(x) = i(a, b)(\alpha(x)) = \alpha(x)$. Hence, $\alpha \cdot i(a, b) = \alpha$, that is i(a, b) is a right identity of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$.

Let J be an ideal of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$. Since $\overline{0}$ is a zero element of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$, we can suppose that $\overline{0} \in J$. We shall consider the following four cases:

Case 1. Let us assume that $\varphi_1 = \langle 0, 1, \dots, 1 \rangle \in J$. For $\alpha_{0,2}^{(2)} = \langle b, 0, b, \dots, b \rangle$ we calculate $\varphi_1 \cdot \alpha_{0,2}^{(2)} = \alpha_{0,1}^{(2)} = (\langle 0, b, \dots, b \rangle \in J \text{ and } \alpha_{0,2}^{(2)} \cdot \varphi_1 = \varphi_2 = \langle 1, 0, 1, \dots, 1 \rangle \in J$. Now for $\alpha_{0,1}^{(1)} = \langle 0, a, \dots, a \rangle$ we find $\varphi_2 \cdot \alpha_{0,1}^{(1)} = \alpha_{0,2}^{(1)} = \langle a, 0, a, \dots, a \rangle \in J$. Hence, it follows $\alpha_{0,2}^{(1)} + \alpha_{0,1}^{(2)} = i(a, b) \in J$ which means that $J = \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$.

Case 2. Let us assume that $\alpha \in J$, where $\alpha(1) = 1$. Since $\varphi_1 \cdot \alpha = \varphi_1 \in J$ we go to Case 1.

Case 3. Let us assume that $\alpha \in J$, where $\alpha(1) = a$. Then $\alpha \cdot \varphi_2 = \beta \in J$, where $\beta(1) = 1$, and we go to Case 2.

Case 4. Let us assume that $\alpha \in J$, where $\alpha(1) = b$. Then $\alpha \cdot \varphi_1 = \beta \in J$, where

 $\beta(1) = 1$, and we go to Case 2.

Hence, either $J = \{\overline{0}\}$, or $J = \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ and this completes the proof.

Note that $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a)$ is a left ideal of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$.

Remark 7.2 The semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ has a subsemiring, not included in $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a)$ or in $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(b)$, which is not simple. For instance, let n = 5 and let S be a set of endomorphisms:

$$\begin{split} \overline{1}, \ \psi_{1,a} = \langle a, 1, 1, 1 \rangle, \ \psi_{2,a} = \langle 1, a, 1, 1 \rangle, \ \psi_{3,a} = \langle 1, 1, a, 1 \rangle, \ \psi_{1,b} = \langle b, 1, 1, 1 \rangle, \\ \psi_{2,b} = \langle 1, b, 1, 1 \rangle, \ \psi_{3,b} = \langle 1, 1, b, 1 \rangle, \end{split}$$

 $\langle a, b, 1, 1 \rangle, \ \langle b, a, 1, 1 \rangle, \ \langle a, 1, b, 1 \rangle, \ \langle b, 1, a, 1 \rangle, \ \langle 1, a, b, 1 \rangle, \ \langle 1, b, a, 1 \rangle .$

It is easy to establish that S is a subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_5}(a, b)$ and $I = \{\overline{1}, \psi_{3,a}, \psi_{3,b}\}$ is an ideal of S. Note also that the idempotent elements of S form commutative semiring such that the addition and the multiplication tables coincide.

It is intersting to know is there a simple subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ which is not included in $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a)$ or in $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(b)$. Now we will answer to this question.

Proposition 7.3 For any n > 4 there is a subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ isomorphic to \mathcal{E}_{\Diamond_4} .

Proof. Let, like in Example 3.2, us denote the elements of the lattice \Diamond_4 by 0, a, b and 1. Without loss of generality we may suppose that elements of \Diamond_n are 0, $a, b, a_3, \ldots, a_{n-2}$ and 1. Now we construct a map $\Phi : \mathcal{E}_{\Diamond_4} \to \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ such that for any $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_4}$, if we denote

 $\alpha = \wr \alpha(a), \alpha(b), \alpha(1) \wr$, then $\Phi(\alpha) = \wr \alpha(a), \alpha(b), \alpha(1), \dots, \alpha(1) \wr$.

Since $\alpha(a)$, $\alpha(b)$ and $\alpha(1)$ are elements of \Diamond_4 , it follows that $\Phi(\alpha) \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$. It is easy to obtain that $\Phi(\alpha + \beta) = \Phi(\alpha) + \Phi(\beta)$ and $\Phi(\alpha \cdot \beta) = \Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta)$. Hence, $\phi(\Diamond_4)$ is a subsemiring of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ isomorphic to \mathcal{E}_{\Diamond_4} .

A direct consequence of the last proposition is:

Corollary 7.4 For any n > 4 semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a, b)$ has a simple subsemiring of order 16.

Now we return to semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(a_1,\ldots,a_k)$ where k is more than 2. Let us consider sets $A = \{a_1,\ldots,a_k\}$ and $A_j = A \setminus \{a_j\}$ for $j = 1,\ldots,k$. We denote by $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(B)$ semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(b_1,\ldots,b_s)$, where $B = \{b_1,\ldots,b_s\}$ is a subset of A. So, semirings $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(A)$ and $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(A_j)$, $j = 1,\ldots,k$ are well defined. By similar reasonings, as in the proof of Proposition 4.4, we prove the next theorem.

Theorem 7.5 For any integer k, where $2 < k \leq n-2$, the set $I = \bigcup_{j=1}^{k} \mathcal{E}_{\Diamond_n}(A_j)$ is a maximal ideal of semiring $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(A)$.

Proof. All the elements $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}(A)$ have the property that either $\alpha(1) = a_\ell$, where $\ell = 1, \ldots, k$, or $\alpha(1) = 1$ and there are at least n - k - 2 elements a_i such that $\alpha(a_i) = 1$. Note that set $\{a_1, \ldots, a_{n-2}\}\setminus A$ is included in the set of all these elements a_i . So, the representation of α as an ordered n - 1 – tuple consists of more than n - k - 1 coordinates equal to 1. Analogously, the elements of set I have the similar property, but these endomorphisms transform at least n - k elements from \Diamond_n to 1.

In order to prove that set I is closed under the addition we shall consider four cases. Let $\alpha, \beta \in I$, $\alpha \neq \overline{0}$ and $\beta \neq \overline{0}$.

Case 1. Let $\alpha(1) = \beta(1) = a_i$ for some i = 1, ..., k. Then $(\alpha + \beta)(1) = a_i$ and therefore $\alpha + \beta \in I$.

Case 2. Let $\alpha(1) = a_i$ and $\beta(1) = a_j$ where $i, j = 1, \ldots, k$ and $i \neq j$. Then $(\alpha + \beta)(1) = 1$. Here there are two possibilities. The first one is if $\alpha = \alpha_{0,p}^{(i)}$ and $\beta = \alpha_{0,p}^{(j)}$, where $p = 1, \ldots, n-2$. Then $\alpha + \beta$ transforms n-2 elements to 1. The second possibility is if $\alpha = \alpha_{0,p}^{(i)}$ and $\beta = \alpha_{0,q}^{(j)}$, where $p, q = 1, \ldots, n-2$ and $p \neq q$. Then $\alpha + \beta$ transforms n-3 elements to 1. Since k > 2, it follows $n-3 \ge n-k$, so, in both cases $\alpha + \beta \in I$.

Case 3. Let $\alpha(a_i) = 0$ for some i = 1, ..., k and $\alpha(1) = 1$. Then α , represented as an ordered n-1 – tuple, has n-2 coordinates equal to 1. For any endomorphism β it follows that n-1 – tuple $\alpha + \beta$ has either n-2 coordinates equal to 1, or $\alpha + \beta = \overline{1}$. Hence, $\alpha + \beta \in I$.

Case 4. Let $\alpha(a_i) = 1$ for some i = 1, ..., k. Then it follows $\alpha(1) = 1$. From the same arguments, as in Case 3, it follows that $\alpha + \beta \in I$.

Thus we prove that I is closed under the addition.

Now let $\alpha \in I$ and $\beta \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}(A) \setminus I$. Since α transforms n - k elements or more to 1 and $\beta(1) = 1$, then for any element x of this sort it follows $(\alpha \cdot \beta)(x) = \beta(\alpha(x)) = \beta(1) = 1$. Hence, we have $\alpha \cdot \beta \in I$.

In order to prove that $\beta \cdot \alpha \in I$ we choose $\alpha \in \mathcal{E}_{\Diamond_n}(A_j)$ for some $j = 1, \ldots, k$. Then $a_j \notin \operatorname{Im}(\alpha)$. Since $a_j \in \operatorname{Im}(\beta)$, there is $a_i, i = 1, \ldots, n-2$ such that $\beta(a_i) = a_j$. Now we shall consider three cases. Case 5. Let $\alpha(a_j) = 0$. Then $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(a_j) = 0$ and $\beta \cdot \alpha \in I$.

Case 6. Let $\alpha(a_j) = a_k$, where $k \neq j$. Then $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i)) = \alpha(a_j) = a_k$ and $\beta \cdot \alpha \in I$.

Case 7. Let $\alpha(a_j) = 1$. We know that endomorphism β transforms n - k - 1 or more elements to 1. Then, since $\alpha(1) = 1$, it follows that $\beta \cdot \alpha$ also transform all these n - k - 1 elements to 1. But $\beta(a_i) = a_j$ and then $(\beta \cdot \alpha)(a_i) = \alpha(\beta(a_i)) =$ $\alpha(a_j) = 1$. So, $\beta \cdot \alpha$ transform n - k elements to 1. Hence, $\beta \cdot \alpha \in I$.

Finally, let us observe that the elements of the set $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(A) \setminus I$ are isomorphic to permutations of the A. This implies that I is a maximal ideal of $\mathcal{E}_{\Diamond_n}(A)$.

Note that Proposition 4.4 is a particular case of the last theorem for k = n - 2.

References

[1] A. Anderson and N. Belnap (1975), *Entailment, the Logic of Relevance and Necessity*, vol. I, Princeton Univ. Press, Princeton, 1975.

[2] R. El Bashir and T. Kepka (2007), *Congruence-Simple Semirings*, Semigroup Forum, Vol. 75 (2007) 588 – 608.

[3] J. Golan (1999), *Semirings and Their Applications*, Kluwer, Dordrecht, 1999.

[4] G. Gratzer (2011), *Lattice Theory: Foundation*, Birkhäuser Springer Basel AG, 2011.

[5] J. Jeżek, T. Kepka and M. Maròti (2009), *The endomorphism semiring* of a semilattice, Semigroup Forum, 78 (2009), 21 – 26.

[6] G. Maze, C. Monico and J. Rosenthal (2007), *A public key cryptosystem based on actions by semigroups*, Advances in Mathematics of Communications, Volume 1, No. 4, 2007, 489 - 507.

[7] C. Monico (2004), **On finite congruence-simple semirings**, J. Algebra 271 (2004) 846 – 854.

[8] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), *The endomorphism semiring of a finite chain*, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 9 – 18.

[9] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), *Subsemirings of the* endomorphism semiring of a finite chain, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 19 – 28.

[10] I. Trendafilov and D. Vladeva (2011), *Endomorphism semirings* without zero of a finite semilattice of a special type, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 2, (2011), 19 – 28. [11] I. Trendafilov and D. Vladeva (2013), *Idempotent elements of the* endomorphism semiring of a finite chain, ISRN Algebra, Vol. 2013, 2013.

[12] J. Zumbrägel (2008), Classification of finite congruence-simple semirings with zero, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

Author: Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *E-mail address:* ivan_d_trendafilov@abv.bg

Постъпила на 07.05.10.2013

Рецензент доц. д-р Георги Бижев



АНАЛИЗ НА МЕЖДУНАВИВКОВИТЕ КЪСИ СЪЕДИНЕНИЯ ПРИ СИНХРОННИТЕ МАШИНИ

Ганчо Божилов

Резюме: Изследвани са междунавивковите къси съединения в статорните намотки на синхронните машини като е използвана теорията на двете реакции и теорията на симетричните съставки при трифазните системи. Показано е, че токът в накъсо съединения контур е много по-голям от номиналния ток, докато фазните токове не нарастват в степен, достатъчна за задействане на съответната максималнотокова защита. Показано е също, че коефициентът на несиметрия по ток е значителен, дори при малък брой окъсени навивки. Предложена е принципно нов тип токова защита от междунавивкови къси съединения.

Ключови думи: Синхронна електрическа машина, междунавивково късо съединение, симетрични съставки, коефициент на несиметрия

ANALYSIS OF THE INTER-TURN SHORT-CIRCUITS OF THE SYNCHRONOUS MACHINES

Gantcho Bojilov

Abstract: The phenomena of the inter-turn short-circuits in the stator windings of the synchronous electrical machines by the theory of two reactions and the theory of symmetrical components is use. It is shown that the current inside the short-circuited contour is always bigger compared to the rated current and will damage the winding. At the same time, when the contour comprise small number of turns, the value of the winding's current is commeasurable with the rated and couldn't be used to detect and diagnose the fault. A new type current protection based of the coefficient of the non-symmetry is proposed.

Keywords: Synchronous electrical machine, inter-turn short-circuit, symmetrical components, coefficient of non-symmetry

1. Увод

Както е известно от практиката вътрешнонавивковото късо съединение (междунавивково к.с.) е една от често възникващите повреди в намотките на всички електротехнически устройства. Независимо от броя на навивките в накъсосъединения контур, ненавременното установяване и реакция на тази неизправност води до недопустимо нарастване на тока и прегряването на намотката и нейната трайна повреда. Своевременното диагностициране на повредата е от съществено значение при скъпоструващите силови трансформатори, двигатели и генератори, както за безаварийната им работа, така и за осигуряване на надеждно и непрекъсваемо захранване на отговорни консуматори. Известно е също така от наблюдения, че много често при настъпване на пробив и междунавивково късо съединение в намотка на трансформатор или в статорна намотка на въртяща се електрическа машина, те не се изключват своевременно от защитата, което във всички случаи води до трудно поправими последствия за самото съоръжение. Ето защо е наложително да се проведе един обстоен анализ на проблема с вътрешнонавивковите къси съединения в статорните намотки на синхронните машини, както това е направено в [7,8,9] за трансформаторите и постояннотоковите машин.

2. Анализ на проблема

За анализа се използва теорията на симетричните съставки при трифазните системи, съчетана с теорията на двете реакции на синхронните машини. За по-голяма прегледност на получените изрази се пренебрегват загубите в медта на статорната намотка (изразени чрез активното й съпротивление) и загубите в стоманата на статорния пакет, както това обикновено се прави в теорията на синхронните машини.

Тогава основното уравнение за статорната намотка на синхронните машини (явнополюсни, неявнополюсни или реактивни, генератори, двигатели или компенсатори) в комплексна форма, отговарящо на режимите на превъзбуждане или недовъзбуждане и на векторните им диаграми, ще бъде

$$\dot{E}_d = \pm \dot{U} + jx_q \dot{I}_q + jx_d \dot{I}_d , \qquad (1)$$

където U е фазното напрежение на машината, E_d - електродвижещото напрежение (е.д.н.) в статорна фаза, индуктирано от магнитния поток на възбуждането; знакът + е за синхронен генератор, знакът – за синхронен двигател и компенсатор, I – токът на машината със съставките си по двете координатни оси $I_d = I \sin \psi$ и $I_q = I \cos \psi$, x_q и x_d – съставките на реактанса на статора от реакцията на котвата по двете оси. Основните ъгли в теорията на синхронните машини φ , θ и ψ запазват своя смисъл и тук.

Приемаме, че към момента на късото съединение машината е работила с определен товар в стационарен симетричен режим с безкрайно мощна мрежа, че възбудителният ток е константен и че реактансите x_q и x_d , както и котвеният ток и ъглите φ и θ , са зададени.

(2)

От своя страна модулът на е.д.н. E_d и ъгълът ψ се определят от зависимостите

$$E_d = U\cos\theta + x_d I\sin\psi,$$

$$tg\psi = tg\varphi + \frac{x_q I}{U\cos\varphi},\tag{3}$$

където ъгълът ф при изоставащ ток е положителен, а при изпреварващ - отрицателен.

Ако означим с *w* броят на навивките за фаза на котвената намотка, а с w_{κ} - броят на късо съединените навивки при междунавивково късо съединение в една от фазите (например фаза A), отношението им $p = w_{\kappa}/w$ ще представлява степента на несиметрия във фазата, като броят на действащите навивки на фазата ще бъде (1-p)w. Тогава токовете, напреженията и е.д.н. на фазите ще образуват несиметрична система.

Съгласно с теорията на симетричните съставки, правите, обратните и нулевите съставки на индуктираните от потока на възбуждането е.д.н. са

$$\dot{E}_1 = \frac{1}{3} [(1-p)\dot{E}_d + a.a^2\dot{E}_d + a^2a\dot{E}_d] = (3-p)\frac{E_d}{3}$$
(4)

$$\dot{E}_2 = \frac{1}{3} [(1-p)\dot{E}_d + a^2 a^2 \dot{E}_d + a.a \dot{E}_d] = -p \frac{E_d}{3}$$
(5)

$$\dot{E}_0 = \frac{1}{3} [(1-p)\dot{E}_d + a^2\dot{E}_d + a\dot{E}_d] = -p\frac{E_d}{3}, \qquad (6)$$

където a е операторът на Фортескю, а за репер с нулева начална фаза приемаме векторът на е.д.н. E_d на фаза А.

Следователно E_1 е във фаза с E_d , а E_2 и E_0 - в противофаза.

Тъй като поради междунавивковото късо съединение броят на действащите навивки на трите фази е различен, синхронната машина представлява несиметрично електромагнитно устройство. Тогава според [2] и като се има пред вид, че статорните намотки на синхронните машини се свързват в звезда, валидни са зависимостите

$$\dot{U}_1 = \pm \dot{E}_1 \mp (\xi_{11} \dot{I}_1 + \xi_{12} \dot{I}_2) \tag{7}$$

$$0 = \pm \dot{E}_2 \mp (\xi_{21} \dot{I}_1 + \xi_{22} \dot{I}_2) \tag{8}$$

$$\pm \dot{E}_1 - \dot{U}_1 = \pm \dot{E}_1 - (\cos\theta \mp j\sin\theta)U_1, \qquad (9)$$

където $U_1 = U$, $U_2 = 0$, $U_0 = \pm E_0$; $I_0 = 0$, а горните знаци са за генератор, долните - за двигател, независимо от режима на превъзбуждане или недовъзбуждане. Коефициентите ξ в уравненията имат характер на реактанси и ще бъдат съответно

$$\xi_{11} = \frac{x_1}{3} [(1-p)^2 + 2] \qquad \qquad \xi_{12} = j \frac{x_2}{3} [(1-p)^2 - 1] \qquad (10)$$

$$\xi_{21} = \frac{x_1}{3} [(1-p)^2 - 1] \qquad \qquad \xi_{22} = j \frac{x_2}{3} [(1-p)^2 + 2], \quad (11)$$

където x_1 е синхронният реактанс на машината за правата система токове, x_2 реактансът за обратната система, съгласно с [2,3,4]. От своя страна комплексната форма на синхронния реактанс за явнополюсна машина е

 $x_1 = (\pm \dot{E}_d - \dot{U}) / \dot{I} = x_d \sin \psi + j x_q \cos \psi$ и $j x_1 = j x_d = j x_q$ за неявнополюсна.

След решението на системата уравнения (7) и (8) се получават изразите за симетричните съставки на токовете

$$\dot{I}_{1} = \frac{(\pm \dot{E}_{1} - \dot{U}_{1})\xi_{22} - \dot{E}_{2}\xi_{12}}{\xi_{11}\xi_{22} - \xi_{12}\xi_{21}}$$
(12)

$$\dot{I}_{2} = -\frac{(\pm \dot{E}_{1} - \dot{U}_{1})\xi_{21} - \dot{E}_{2}\xi_{11}}{\xi_{11}\xi_{22} - \xi_{12}\xi_{21}},$$
(13)

като и тук горните знаци са за генератор, долните - за двигател.

От тук нататък като се използват известните от теорията на симетричните съставки съотношения между съставките на токовете и напреженията и оператора a, могат да се определят действителните фазни токове и напрежения и реалните фазни ъгли φ , θ и ψ . От голямо значение са стойностите на коефициентите на несиметрия по ток и по напрежение

$$k_i = \frac{I_2}{I_1};$$
 $k_u = \frac{U_0}{U_1},$ (14)

Стойностите на тока в окъсената част от намотката и в късо съединения контур ще бъдат

$$\dot{I}_{\kappa} = \frac{p \dot{E}_{A}}{p^{2} x_{1}} = \frac{\dot{E}_{1} + \dot{E}_{2} + \dot{E}_{0}}{p x_{1}} = \frac{(1-p) E_{d}}{p x_{1}}; \quad \dot{I}_{A\kappa} = \dot{I}_{\kappa} - \dot{I}_{A}, \quad (15)$$

и очевидно са много по-големи от номиналния ток.

Накрая може да се определи и електромагнитната мощност на машината като сума от електромагнитните мощности на трите фази, в които действа система несиметрични токове и е.д.н, дефазирани на несиметрични ъгли. Ако се приеме, че машината е работила с номинален активен товар и ъгълът θ = const, следва да се получи същата стойност на електромагнитната мощност, както в симетричен режим.

3. Числен пример

Дадена е трифазна явнополюсна синхронна машина в режим на генератор и двигател.

Зададените величини за генератора са: $P_{H}=500kW$; $U_{H}=6,3kV$; $I_{H}=57,28A$; $\cos \varphi_{H}=0,8$; 2p=8; Z=72; q=3; y=7; w=288; $x_{d}^{*}=1,338$; $x_{q}^{*}=0,893$; $x_{2}^{*}=0,208$.

а) превъзбуден синхронен генератор

 $\phi = 36,87^{\circ}; \psi = 61,33^{\circ}; \theta = 24,46^{\circ}; E_{d}^{*} = 2,084$

б) недовъзбуден синхронен генератор

 φ =36,87°; ψ =19,79°; θ =56,66°; E_d^* =1,002 Зададените величини за двигателя са: P_H =500kW; U_H =6kV; I_H =57,28A; $\cos \varphi_H$ =0,9; 2p=8; Z=72; q=3; y=7; w=288; x_d^* =1,274; x_q^* =0,85; x_2^* =0,198. а) превъзбуден синхронен двигател

 $\varphi = 25,84^{\circ}; \psi = 55,51; \theta = 29,67^{\circ}; E_{d}^{*} = 1,919$

б) недовъзбуден синхронен двигател

Работата на двигателя е възможна, ако токът $i^* \leq \frac{\sin \varphi}{x_q^*}$; в случая при $i^*=0,513$, т.е.

I=29,384А. Тогава се получава ϕ =25,84°; ψ =0°; θ =25,84°; E_d^* =0,9; P₂=252,31kW.

Графиките на изчислените фазни токове и коефициенти на несиметрия (в о.е.) във функция от относителния дял на късо съединените навивки в една от фазите са дадени на следващите фигури.

4. Изводи

От изчислителните резултати се налагат следните изводи:

1. Токът в накъсо съединения контур е много по-голям от номиналния и ако машината не бъде изключена незабавно, това ще доведе до сериозна авария, прегаряне и разтопяване на намотката и близкоразполжените части от магнитопровода.

2. Фазните токове при междунавивково късо съединение образуват несиметрична система, но не стават много по-големи от номиналния ток. Това създава предпоставки за нечувствителност на обикновените максимално токови защити, които няма да реагират в този случай.

3. Несиметрията на фазните напрежения е сравнително малка, дори при значителен относителен брой окъсени навивки в една от фазите и не е достатъчно информативен фактор.

4. Обратно, несиметрията на фазните токове е значителна, дори при малък относителен брой окъсени навивки и представлява важен информативен показател с практическо значение. Следователно е необходимо въвеждането на нов тип бързодействаща защита, която с помощта на микропроцесорни устройства и токови трансформатори или сензори на Хол да измерва безконтактно трите тока на машината, да изчислява коефициента на несиметрия по ток и при увеличаването му над една определена стойност да дава сигнал за изключване.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Гемке, Р. Неизправности на електрическите машини, С., Техника, 1965.

[2] Динов, В. Несиметрични режими и преходни процеси в електрическите машини, С., Техника, 1974.

[3] Ангелов, А., Д. Димитров. Електрически машини, С., Техника, ч. II, 1988.

[4] Костенко, М., Л. Пиотровский. Электрические машины, М., Энергия, ч. I, 1958.

[5] Seguier, G., F. Notelet. Electrotechnique industruelle, Paris, Lavoisier, 1994.

[6] Божилов, Г. Заместваща схема на синхронна машина и еквивалентност на основните формули, Годишник на ТУ – София, т. 59, кн. 1, 2009.

[7] Божилов, Г., Г. Тодоров. Анализ и диагностика на междунавивково късо съединение в първичната намотка на трансформатор. IV Научна конф. на ЕФ, ТУ – София, Созопол, 2012.

[8] Todorov, G. and G. Bojilov. Analysis of the surge current in case of interturn short-circuit in a transformer's secondary winding, XVII Int. Conf. SIELA, Burgas, 2012.

[9] Божилов, Г. Анализ на параметрите на постояннотокови машини при повреди в намотките. IV Научна конф. на ЕФ, ТУ – София, Созопол, 2012.



Фиг.1. – превъзбуден СГ



Фиг.2. – превъзбуден СГ



Фиг.3. – недовъзбуден СГ



Фиг.4. - недовъзбуден СГ



Фиг.5. – превъзбуден СД



Фиг.б. – превъзбуден СД



Фиг.7. – недовъзбуден СД



Фиг.8. – недовъзбуден СД

Автор: проф. дтн Ганчо Й. Божилов - катедра "Електрически машини", Електротехнически Факултет, Технически Университет - София; Email address: *gjboj@tu-sofia.bg*

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент проф. дтн Е. Николов



ВЛИЯНИЕ НА ВИДА ПРОФИЛИРАНЕ ВЪРХУ СОБСТВЕНИТЕ ЧЕСТОТИ НА ТЪНКИ МЕТАЛНИ МЕМБРАНИ

Иван Кралов

Резюме: В работата е изследвано влиянието на профилирането на тънки метални листове върху собствените им честоти. Чрез промяната на вида на профила може да се влияе върху големините и диапазоните на изменение на собствените честоти. По този начин на следващ етап ще се търси оптималното им разпределение с цел оптимално отдалечаване от честотите на източниците на вибрации и шум. Това ще доведе до снижаване на структурния шум и до подобряване на вибрационното и шумово ниво на конструкциите. **Ключови думи**: собствени честоти, профилирани мембрани, числен анализ, вибрационен и шумов синтез.

INFLUENCE OF THE TYPE OF THE PROFILE UPON NATURAL FREQUENCIES OF THE CORRUGATED THIN PLATES

Ivan Kralov

Abstract: An investigation of the influence of the profile upon the natural frequencies of thin metal plates is carried out in this study. Using the change of the type of the profile it could be managed the change of the magnitude and range of the the natural frequencies. In this way on the next step it will be found their optimal distribution with respect to the frequency of the excitation sources. This will reduce of the structural noise as well as it will improve the vibrations and noise emitted by the constructions.

Keywords: natural frequencies, corrugated plates, numercal analysis, vibro- and noise synthesis.

1. Увод

Основни нормирани и контролирани параметри на работната среда са нивото на вибрации и шум. Почти всички машини, апарати или уреди вибрират при своето функциониране, като при редица от тях има източници на трептения, които са в чуваемия честотен диапазон и следователно са източници на звук [3, 5, 6, 7]. Когато честотите на източниците на вибрации /звук/ съвпадат с някои от честотите на елементите от конструкцията, последните изпадат в резонанс и се увеличават многократно амплитудите на трептенията им. Чрез външните повърхности на тези структури вибрациите се предават към околното пространство

или директно към хората. Така се засилва структурният шум или вибрационното натоварване върху работниците.

Естественият начин за противодействие на такава ситуация е оптималното отдалечаване на честотата на източника от собствените честоти на конструкцията. Последното може да стане още в процеса на проектиране на машините, или на по-късен етап чрез изменение на геометрични, масови, инерционни и еластични параметри на съоръженията. Свидетелство за актуалността на въпроса са редица изследвания в тази област [1, 2, 6, 7].

Целта на настоящата работа е да се изследва степента на влияние на определени видове профилно оребряване на квадратни метални мембрани върху стойностите и диапазона на изменение на собствените им честоти.

2. Модел и методика на изследването

Тази работа представлява продължение на изследването, направено в [2]. Въз основа на получените там резултати са отделени тези мембрани и профили, които водят до значимо изменение на собствените честоти и в същото време са технологични за изработка с относително ниска себестойност. Изследвани са числено собствените честоти на квадратни метални мембрани с размери 200х200х0,8 mm, без оребряване (№1) и с профилно оребряване (№№ 2, 3, 4), съгласно фиг.1. При еднакви гранични условия (закрепване по три точки) са променяни вида и височината на оребряването



Фиг.1. Схеми на изследваните числено мембрани.

Моделите на изследваните обекти са изчертани в среда на SolidWorks, а пресмятанията на собствените честоти са извършени числено с метода на крайните елементи с помощта на програмата ANSYS 11.0. Преди пресмятанията използваната мрежа е претърпяла предварителна оптимизация. За един от новите случаи е направен и натурен експеримент. Неговата цел е верификация на числените резултати чрез сравняване с данните, получени експериментално.

Схемата на опитната постановка е показана на фиг.2, схемите на експериментално тестваните мембрани - на фиг.3, а числените и експерименталните резултати за тези мембрани са дадени в табл.1.



Фиг. 2. Схема на опитната постановка.

Експерименталното определяне на собствените честоти е направено чрез възбуждане на кинематично смущение върху мембраната 6 посредством електродинамичният вибратор 2 при плавна промяна на честотата му. Чрез стойка 4 (имаща голяма коравина) и закрепването 5, смущението се предава на мембраната 6. С прецизният микрофон 7 и измервателната и регистрираща апаратура на фирмата "Brüel&Kjœr" - поз.3, се регистрира нивото на звуковото налягане от мембраната. Чрез сравняването на това ниво с нивото при липса на мембрана и при същата промяна на честотите се определят честотите, при които има усилване на звуковото ниво, т.е. изпадането на мембраната в резонанс. Вибратора е затворен в звукоизолираща камера 8 и е поставен върху шумоизолираща основа 1.



Фиг. 3. Схеми на изследваните експериментално мембрани.

Получените резултати, представени в табл.1, показват много добро съответствие между числено и експериментално определените собствени честоти на изследваните мембрани. Следователно получаваните по числен път с описаната методика собствени честоти на мембраните могат да се приемат за достоверни с много висока степен на точност.

По описаната по-горе процедура са проведени числени експерименти за установяване влиянието на разположението на реброто върху собствените честоти на мембрани.

Таблица 1

		собствена ч	честота, Hz	· · · ·						
	1-ва	1-ва 2-ра 3-та								
]	РЕЗУЛТАТ ЗА	МЕМБРАНА	. № 1							
числено	80,92	89,64	126,98	208,25						
експеримент	82,9	93	131	202						
разлика, %	2,43%	3,61%	3,06%	-3%						
РЕЗУЛТАТ ЗА МЕМБРАНА № 2										
числен	139,78	141,42	198,64	303,89						
експеримент	142,5	151,2	207,6	311,7						
разлика, %	1,95%	6,9%	4,5%	2,57%						

Изследваните метални мембрани съгласно фиг.1 са с размери 200х200х1 mm. Материалът е поцинкована ламарина със следните характеристики:

$$\rho = 7870 \ kg \ / \ m^3, \ E = 2.10^{11} \ Pa \ , \ \mu = 0.29 \ .$$

Масата на мембраните е $m = 0,252 \ kg$. Във всичките случаи е прието с известно приближение, че масата остава постоянна.

3. Резултати и анализ

В табл.2 са показани данните за първите десет собствени честоти на всяка от изследваните мембрани, като за профилираните е направено и сравнение на процентното изменение на всяка от тях спрямо непрофилираната мембрана.

На фиг.4 са показани в графичен собствените честоти на изследваните образци, а на фиг.5 - процентното изменение на всяка от първите десет честоти за всяка мембрана.

Във всичките случаи е прието с известно приближение, че масата остава постоянна.

									Tal	блица 2			
	Собствени честоти в Нг												
	1-ва	2-pa	3-та	4-та	5-та	6-та	7-ма	8-ма	9-та	10-та			
					вид №1								
вид 1	80,92	89,64	126,98	208,25	224,54	307,92	402,36	458,75	516,44	554,28			
					вид №2	_	_						
вид 2	113,45	123,91	165,33	277,62	294,04	396,94	511,34	588,58	627,2	681,49			
вид2/вид1	40,2%	38,2%	30,2%	33,3%	31,0%	28,9%	27,1%	28,3%	21,4%	23,0%			
					вид №3								
вид З	144,11	151,67	203,14	305,38	317,56	409,55	562,49	611,85	711,23	737,67			
вид3/вид1	78,1%	69,2%	60,0%	46,6%	41,4%	33,0%	39,8%	33,4%	37,7%	33,1%			
					вид №4	_	_						
вид 4	131,74	142,49	188,63	271,22	278,99	374,76	499,41	567,39	584,59	637,58			
вид4/вид1	62,8%	59,0%	48,6%	30,2%	24,2%	21,7%	24,1%	23,7%	13,2%	15,0%			







Фиг.5. Изменение на собствените честоти на изследваните мембрани.

Сравняването и анализът на резултатите показва, че:

- първите десет собствени честоти нарастват относително еднакво и при трите изследвани профила на за мембраната;

- всичките първи десет собствени честоти при профилираните мембрани са по-високи от съответните на непрофилираната мембрана;

- с увеличаване на честотите намалява процентното изменение, като за различните профили и честоти това изменение е различно;

- при първите три – четири собствени честоти при профилиране от вид 2 и вид 3 изменението на честотите е над 50%, докато при всички останали е между 20% и 50%;

- при изследваната, технологично и икономически обоснована височина на профилиране (1 mm), има зони на сближаване на съседни собствени честоти (например 4-та и 5-та), както и има зони на раздалечаване на съседни собствени честоти (например 2-ра и 3-та, 7-ма и 8-ма).

5. Изводи

От получените резултати и техния анализ могат да се направят следните изводи:

- при изследваните видове профилиране първите десет собствени честоти на профилираните мембрани се увеличават значително и относително еднозначно;

- при първите няколко собствени честоти изменението при профилиране е над 50% и може да се използва ефективно за избягване на резонансни явления.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Атанасов Д., Г. Полихронов, Ив. Кралов, **Влияние на профилното оребряване върху собствените честоти на тънки мембрани**, Международна конференция MOTAUTO'06, Варна, 2006;
- [2] Атанасов Д., Г. Полихронов, Ив. Кралов, Влияние на размерите на реброто върху собствените честоти на тънки мембрани, Международна конференция МОТАUTO'06, Варна, 2006;
- [3] Банов, С., Ив. Кралов, Шум в транспортната техника, ТУ-София, 2003.
- [4] Чешанков, Б., Теория на трептенията, София, 1991.
- [5] Gorman, G., Free Vibration Analysis of Rectangular Plates, Elsevier, NH, USA, 1982.
- [6] Ohayon, R., C. Soize, Structural Acoustics and Vibration, Academic Press Limited, London, 1998.
- [7] Soedel, M., Vibrations of Shells and Plates, Marcel Decker Inc., IN, USA, 1982.

* Изследванията в тази разработка са направени в лаборатория "Вибрации и акустичен шум" на ТУ-София, благодарение на финансиране чрез проекта ДУНК 03/1 на фонд "Научни изследвания".

Автор: Иван Кралов, доц. д-р инж. - катедра "Механика", Факултет по Транспорта, Технически Университет - София, Email address: *kralov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 24.04.2013

Рецензент доц. д-р Г. Полихронов


ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕГРАДИ ЗА АКУСТИЧЕН ШУМ

Иван Кралов

Резюме: В работата се изследва експериментално нивото на акустичния шум и честотното разпределение на звукопоглъщане на обикновени и комбинирани прегради за акустичен шум. За сравнение на резултатите, са използвани и такива прегради, за които има данни в литературата. Въз основа на анализа на резултатите са направени изводи за приложимостта на преградите в зависимост от честотния им диапазон и степента на звукопоглъщане. **Ключови думи:** звукопоглъщане, звукоизолация, прегради за акустичен шум.

EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF BARRIERS FOR ACOUSTIC NOISE

Ivan Kralov

Abstract: In this investigation it was made an experimental investigation about the level and frequency distributed sound absorption of normal and combined barriers for acoustic noise. Barriers with parameters given in the scientific literature are used for comparison and estimation of the new-barriers advantages. On the base of the analysis of the results it were made conclusions about the noise level reduction as well as the frequency range they could be used with high degree of efficiency.

Keywords: sound absorption, sound insulation, barriers for acoustic sound absorption.

1. Увод

За снижаване на нивото на генериране и разпространение на акустичния шум се използват различни методи:

- проектиране и синтез на малошумни възли, устройства и машини;

- звукоизолация чрез звуко-абсорбиращи прегради;

- активна звукозащита, и др.

Основна цел при използването на звукоабсорбиращи и звукоотразяващи прегради е увеличаването на количеството разсеяна звукова енергия в даденото пространство. Загубите при предаването на звука се състоят от няколко компонента: тези при преминаване през преграда, тези от отразяване и тези от съпротивление на средата. Степените на въздействие на отделните компоненти при снижаване на звуковата мощност зависят от редица параметри: стоманената плоча е много слаб абсорбатор, но относително добра преграда. По-силен ефект

на шумоизолация се получава, ако преградата бъде комбинирана: и звукопоглъщаща и звукоизолираща. В този случай недостатъкът е усложняването и технологичното оскъпяване на конструкцията.

На фиг.1-1 е показан процесът на предаване на звука през преграда. Част от звуковите вълни се отразяват и се връщат в същото пространство, друга част се поглъщат от материала на преградата, а трета част преминават. При относително тънки и еластични прегради, или такива от звукопрозрачен материал, те самите могат да се превърнат в източници на акустична енергия и да доведат до увеличаване на премината звукова енергия след преградата. Съотношенията на отразената, погълнатата и преминалата акустична енергия през преградата зависи от материала на преградата [1, 3, 5, 6, 7], от нейната дебелина [1, 3, 7, 8, 9], от честотното разпределение на звуковите вълни [8, 15, 16], от геометрията на повърхностите на преградата [1, 9] и др. Отношението на падащата към преминалата звукова енергия, се нарича коефициент на звукоизолация. Тази величина трудно се измерва непосредствено, но се отчита чрез намаляването на нивото на шума. При относително прости прегради коефициентът на звукоизолация може да се пресметне и числено, но при наличието на комбинирани прегради това е трудно.

На фиг. 1-2 са показани конструкции, които се използват при звукоизолация:

а) стандартна конструкция с прави напречни връзки; б) усъвършенствана конструкция с прави напречни връзки; в) смесена конструкция с напречни връзки и звукоизолираща материя.







Фиг.1-1. Схема на преминаване на звукови вълни през преграда

Фиг.1-2. Конструкции на звукоизолиращи панели

б

Съществуват три основни метода за повишаване на звукоизолацията при преминаване на звука през прегради:

Първия метод е чрез увеличаване на количеството абсорбционен материал на квадратен метър [5, 6]. Това се постига с увеличаването на плътността на материала или увеличаване на неговата дебелина, т. е. изменение на масата на преградата. Подобни решения са ограничено приложими поради утежняването и оскъпяването на преградите.

Втория метод се състои в прекъсване на акустичния мост в преградата [1, 8, 14], по който се предава звуковата енергия. Максималната изолация е възможна в този случай, когато всички акустични мостове са отстранени, примерно в двустенна система, в която все още има място за някакво предаване на звука чрез междинно въздушно пространство. Ако може да се създаде вакуум между двата панела на преградата, то тогава ще се получи идеална изолация. Конструкции на аналогични двупанелни системи са показани на фиг.1-2.

Третия метод за повишаване на звукоизолацията се състои в увеличаване на абсорбционната способност на преградите чрез използване на силно демпфиращи материали на повърхността за разсейване на енергията при еластични и звукопрозрачни прегради [5, 6, 8].

Целта на това изследване е със съвременна шумоизмервателна апаратура експерментално да се определят в широк честотен диапазон шумопоглъщащите свойства на комбинирани звукоизолиращи прегради. Въз основа на резултатите да се направи извод относно тяхната приложимост.

2. Методика на изследването

За провеждането на експеримента е използвана малка реверберационна камера, разработена и налична в лабораторията "Вибрации и акустичен шум". Камерата отвътре е с гладки стени за получаване на дифузно звуково поле, а отвън е изолирана с шумоизолираща материя (тип "сандвич"). Външната изолация се изпълнява за да не се получи предаването на структурен шум към околното пространство. Тази камера е предназначена за изпитване на малки образци (колкото е отвора на камерата) на звукоизолиращи конструкции. Принципът на експеримента е даден на фиг.2-1. В отвора на камерата е разположена изпитваната шумоизолиращата конструкция, а вътре в камерата е разположен източника на шум и единият микрофон. За да няма пропуски на звук, между образеца и камерата се поставя уплътнител. От външната страна срещу изпитваната шумоизолираща конструкция е поставен другият микрофон. Цялата опитна установка е поставена в голямо по размери помещение, така, че да се намали до минимум влиянието на отразения от стените звук [10, 11, 12, 13]. В случая отношенията между размерите на камерата и помещението са повече от един порядък.

За генериране на шум се използва генератор на "бял" шум, който чрез усилвателя на мощност се предава на източника на звук. Използвана е петканална шумоизмервателната апаратура PULSE на фирмата Brul & Kjær. Използвани са еднакви микрофони за плоска звукова вълна с висока чувствителност. Преди извършване на измерванията шумоизмервателният тракт е калибриран, а при провеждане на измерванията са спазени нормативните изисквания за измерване в лабораторни условия [10].

Извършвано е едновременно измерване на нивото на източника и нивото след преградата в октавни честотни спектри. За гарантиране на достоверността е измерен и шумовият фон в помещението, като резултатите показват, че той е понисък с повече от 10 dB от измерваното ниво в целия честотен диапазон. В съответствие с нормативните изисквания е направен запис за определен период от време и за окончателни резултати са взети осреднените им стойности.



3. Изследвани прегради, резултати и анализ

На фиг.3-1 са показани преградите, които се изследват: а) - стандартна метална конструкция с права страница (дебелина на страницата 1,5 mm); б) - стандартна конструкция с две прави страници (дебелина на страниците 1,5 mm) и разстояние между тях 40 mm; в) - усъвършенствана конструкция с права страница, перфорирана страница (диаметър на отворите 2 мм и относителна площ на отворите 45%) и тежка минерална вата между тях; г) - усъвършенствана конструкция с права конструкция с права страница, перфорирана страница и лека минерална вата между тях; д) - смесена конструкция с две прави страници и лека минерална вата между тях.



Фиг. 3-1. Изследвани конструкции на звукоизолиращи панели На фиг.3-2 е показана снимка на опитната постановка. В табл.1 са показани експериментално получените коефициенти на звукоизолация за изследваните прегради. Коефициентите са пресмятани по формулата [1] (1):

$$\tau = \frac{E_{npemuhana}}{E_{nocmuna}}$$
(1)

От получените резултати се вижда, че осредненият коефициент на звукоизалация при нормалния тип преграда (1) е относително близък до тези при комбинираните прегради, които са значително по-скъпи и сложни за технологична изработка. Вижда се също, че всички изследвани прегради имат лоша звукоизолация в октавния диапазон 250 Hz и относително добри при този от 125 Hz, което може да се дължи и на конкретните механични параметри на тестваните образци.



Фиг.3-2. Снимка на опитната постановка

					Таблица 1
октава	преграда 1	преграда 2	преграда 3	преграда 4	преграда 5
63 Hz	0,80	0,77	0,78	0,80	0,89
125 Hz	0,77	0,75	0,71	0,76	0,66
250 Hz	0,98	0,91	0,97	0,97	0,85
500 Hz	0,83	0,85	0,84	0,82	0,81
1000 Hz	0,82	0,78	0,74	0,76	0,79
2000 Hz	0,85	0,83	0,76	0,79	0,81
4000 Hz	0,83	0,81	0,77	0,82	0,78
8000 Hz	0,78	0,79	0,74	0,73	0,76
средно	0,83	0,81	0,79	0,81	0,79

Като цяло използването на плътна минерална вата като пълнеж на преградите подобрява с малко коефициентът им на звукоизолация, но не и използването на "лека" вата с плътност 20 кг/куб. м.

Наличието на перфориран екран при изпитваните образци не оказва влияние върху коефициента на звукоизолация, вероятно поради относително големият диаметър на отворите. Последното съответства на аналогични резултати от изследвания в литературата [16].

4. Изводи

От получените резултати и техния анализ могат да се направят следните изводи:

- използването на комбинирана преграда от два метални листа с междина между тях спрямо единична метална преграда със същата дебелина е необосновано от гледна точка на ефективност на звукоизолацията;

- използването на вата с плътност 20 кг/куб. м. като пълнеж на звукоизолиращи прегради е необосновано от гледна точка на повишаване на звукоизолацията;

- използването на перфориран екран с относително голяма площ на отворите спрямо общата площ е необосновано от гледна точка на повишаване на звукоизолацията.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Банов, С., Ив. Кралов, Шум в транспортната техника, ТУ-София, 2003.
- [2] Чешанков, Б., Теория на трептенията, София, 1991.
- [3] Кралов, Ив., Г. Полихронов, Д. Атанасов, Влияние на граничните условия върху собствените честоти на оребрени тънки мембрани, Международна конференция МОТАUTO'06, Варна, 2006.
- [4] Клюкин, И., А. Колесников, Акустические измерения в судостроении, Ленинград, 1982.
- [5] Amédin, C. K., Y. Champoux, A. Berry, Acoustical characterisation of absorbing porous materials through transmission measurements in the free field, Journal of the Acoustic Society of America, Vol. 102(2), pp. 1982–1994, 1997.
- [6] Attenborough, K., Acoustical characteristics of rigid fibrous absorbents and granular materials, Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 73(3), pp. 785–99, 1983.
- [7] Auregan, Y., M. Pachebat, Measurement of the nonlinear behaviour of acoustical rigid porous materials, Physics of Fluids, Vol. 11, pp. 1342–1345, 1999.
- [8] Cox, T. J., D'Antonio, P., Acoustic Absorbers and Difusers, Taylor & Francis, USA, 2009.
- [9] Gorman, G., Free Vibration Analysis of Rectangular Plates, Elsevier, NH, USA, 1982.
- [10] BS EN ISO 354:2003, Acoustics measurement of sound absorption in a reverberation room.
- [11] ISO 10534-2:1998, Acoustics determination of sound absorption coefficient and impedance in impedance tubes. Part 1: Method using standing wave ratio.
- [12] ISO 10534-2:1998, Acoustics determination of sound absorption coefficient and impedance in impedance tubes. Part 2: Transfer-function method.
- [13] Nocke, C., V. Mellert, Brief review on in situ measurement techniques of impedance or absorption, Proceedings Forum Acusticum, Sevilla, 2002.
- [14] Ohayon, R., C. Soize, **Structural Acoustics and Vibration**, Academic Press Limited, London, 1998.
- [15] Soedel, M., Vibrations of Shells and Plates, Marcel Decker Inc., IN, USA, 1982.
- [16] Tayong, R., Dupont, T., Leclaire, P., Experimental investigation of holes interaction effect on the sound absorption coefficient of micro-perforated panels under high and medium sound levels, Applied Acoustics, Elsevier, Vol. 72, pp. 777-784, 2011.

Авторът изказва благодарност на МОМН, фонд "Научни изследвания", което финансира изследванията по тази работа чрез договор ДУНК 03/1, както и на своите колеги от НИЛ "Вибрации и акустичен шум" за помощта им при подготовката на експериментите.

Автор: Иван Кралов, доц. д-р инж. - катедра "Механика", Факултет по Транспорта, Технически Университет - София, Email address: *kralov@tu-sofia.bg*

Постъпила на 19.04.2013

Рецензент доц. д-р Г. Полихронов



ОГРАНИЧАВАНЕ НА МОЩНОСТТА НА ФОТОВОЛТАИЧНИ СИСТЕМИ, РАБОТЕЩИ В ПАРАЛЕЛ С ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА МРЕЖА

Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов, Християн Кънчев, Брюно Франсоа

Резюме: Статията представя стратегия за ограничаване на изходящата мощност на фотоволтаично поле. Разгледани са две възможности и тяхното осъществяване с предварително известни таблици и с размита логика. Показани са и симулационни резултати от модела на системата в Matlab/Simulink.

Ключови думи: фотоволтаична система, моделиране, ограничаване на изходната мощност

GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS WITH LIMITED OUTPUT POWER CONTROL

Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev, Bruno François

Abstract: This paper presents a control strategy to limit the output power of photovoltaic array. Two possibilities are discussed with their realization using lookup tables and fuzzy logic. Finally are shown simulation results from the system model, realized in Matlab/Simulink.

Keywords: photovoltaic system, modeling, limited output power

1. Introduction

The high photovoltaic panel price and the stochastic nature of the input solar energy are the main factors constraining the proliferation of PV technology for electricity production [1]. There are two ways to reduce the influence of those factors. The first one is the creation of new photovoltaic cells materials with a lower price or higher efficiency [2]. The second possibility is to increase the return on investment using a maximum power point tracking (MPPT) system to maximize the produced, respectively the sold, energy [3].

When the photovoltaic installations are connected to the grid it is necessary to meet the system operator requirements, i.e. active management of the PV output power is needed. Actually the output power control is passive and discrete (realized by disabling modules, strings or the entire system) and it is not possible to provide smooth and accurate power limitation [4]. Thus the owner suffers economic losses. This paper proposes a control strategy that ensures a smooth power control, allowing the injection of the maximum possible power to the grid from the system operator viewpoint and implementing an active PV plant control. The strategy is tested on a Matlab/Simulink model of full photovoltaic system, composed by a PV array, a boost converter and an inverter. The system model uses the state space equations and is presented briefly. Finally, simulation results obtained with the created model are presented, illustrating the control strategy operation.

2. The limited output power concept

The control of the power converters after the photovoltaic array seeks to keep the PV panels' operation point at the I-V curve knee in the aim to ensure maximum output power [3]. This is illustrated on fig.1 where for different global radiations G are plotted the array I-V curves for constant cell temperature.



Fig.1. MPPT control concept

As mentioned above the MPPT is not always a suitable solution for the system operator. The strategy proposed in this paper consists in the displacement of the operation point sideways of the MPPT curve. The limited power point tracking (LPPT) strategy can be easily illustrated using the fig.2 where the P=f(V) curves of the photovoltaic panel are plotted for different solar radiations. The same figure can be plotted for the P=f(I) curves. The P-V curves are used to keep the correspondence with the I-V curves presented in fig.1. We can see that the P-V curve for given solar radiation has a maximum. Thus, there are two possibilities to reduce the photovoltaic output power – to the left of the maximum and to the right. The side choice depends on the control system of the power converter after the PV panel/string/array. It can be controlled with a voltage or current reference value. In the first case the points on the curves on the left side of the power maximum will be used because the voltage variation is more significant. On the other hand, the right side curves correspond to the distinct change of the current. Thus the operation points on those curves will be used for controls based on the current reference. Once the reference value is determined it is imposed on the power converter control, which fulfills it and the operation point is fixed in such a way that the output power is reduced from its maximum value. This control uses only electrical means and is not accompanied with panel/string/array switch off. Its realization can be based on any of the well-known methods for MPPT implementation. The system operator requirement can be defined in percent from the actual maximal power or as a maximum power accepted by the operator.



Voltage, **V** Fig.2. The limited output power concept

3. Studied photovoltaic system modeling

The proposed control strategy is implemented in the Matlab/Simulink model of a photovoltaic system. It contains a PV array, a capacitor, a boost converter and an inverter. In this point are presented the model equations of the different system elements.

A. Photovoltaic panel model

The used model of the photovoltaic panel is based on the one-diode equivalent scheme discussed in detail in another of the authors' publications [5]. It is important to notice that this model uses as input variables the solar radiation, the ambient temperature and the module voltage V_M to calculate the module current I_M :

$$I_{M} = I_{M,SC} \cdot \left\{ 1 - \exp\left[\frac{V_{M} - V_{M,OC} + I_{M} \cdot \left(R_{M,S} + R_{S,CC}\right)}{V_{M,T}}\right] \right\} - \frac{V_{M} + I_{M} \left(R_{M,S} + R_{S,CC}\right)}{R_{sh}} \quad (1)$$

where $I_{M,SC}$ is the module short circuit current, $V_{M,OC}$ is the module open circuit voltage, $R_{M,S}$ is the module series resistance, $R_{S,CC}$ is the connecting cables resistance, $V_{M,T}$ is the module thermal voltage and R_{sh} is the module shunt resistance.

To realize the PV array model it is considered that all panels into it are submitted to the same meteorological conditions and are identical. Thus the PV array current is equal to the product of the parallel connected strings number and the module current. The PV array voltage is equal to the product of the number of series connected modules in one string and of the module voltage.

B. Boost converter model

The boost converter is used to increase and stabilize the inverter input voltage to ensure its correct operation. DC-DC converter modeling equations, obtained by the Kirchhoff's laws application, are:

$$\frac{\frac{di_{L}}{dt} = \frac{1}{L_{b}} \left[V_{b,i} - (1-d) V_{dc} \right]}{\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{b}} \left[(1-d) i_{L} - i_{inv} \right]}$$
(2)

where i_L is the boost input current, L_b is the boost inductance, $V_{b,i}$ is the boost converter input voltage, d is the switch state, V_{dc} is the boost output voltage, C_b is the boost capacitor and i_{inv} is the inverter current.

The boost converter model uses the input voltage and the output current as input variables and the input current and the output voltage are calculated.

C. Inverter model

The photovoltaic system can be connected to one or three phase grid in function of the system rated power. In this paper are studied both possibilities.

The three phase inverter model determines the voltages on the alternative current side V_{s1n} , $V_{s2n} \bowtie V_{s3n}$ using the formulae:

$$V_{s1n} = \frac{2}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o$$
$$V_{s2n} = -\frac{1}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o + \frac{2}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o \qquad (3)$$
$$V_{s3n} = -\frac{1}{3} \cdot \gamma_1 \cdot V_o - \frac{1}{3} \cdot \gamma_2 \cdot V_o + \frac{2}{3} \cdot \gamma_3 \cdot V_o$$

where γ_i ($i \in [1,3]$) are the inverter branches states and $V_0=0.5V_{dc}$ is the inverter input DC voltage

The modeled single-phase inverter is full-bridge transistor voltage source converter. The inverter output voltage is: $V_{1n} = \gamma . V_{dc} \quad (4)$

where $\gamma = -1$ or 1 depending on the inverter branches state.

4. Control subsystems

The studied PV system contains 3 control systems, presented below.

A. Boost control

The DC-DC converter is current-controlled by the boost input current i_L . In the studied system, i_L is equal to the PV array current. This allows us to realize the MPPT with current control of the PV array. The block diagram of the DC-DC converter control is presented on fig.4. The current reference i_{ref} comes from the MPPT controller.

The measured input current of the DC-DC converter is subtracted from the reference and the difference is passed through a PI-controller. Then, the converter control signals are obtained using PWM modulation with a carrier frequency of 10 kHz.



Fig.4. Boost converter control system scheme

B. Inverter conrol

The inverter (three- or single-phase) control determines the currents to be injected to the grid. The active current component comes from the DC voltage regulator which maintains the voltage V_{dc} to a given reference value. The reactive current component is defined by the system operator in function of the reactive power needs of the grid. The control system is discussed in detail in [6] and [7].

C. Limited power point tracking control

This control system determines the current reference value of the boost converter. Thus the photovoltaic operation point is maintained to a given position, imposed by the system operator. As mentioned above the system operator requirements can be expressed as a percentage or as an absolute value. This paper presents two approaches that execute one of two cases. In the case of requirement in percent from the available output power authors propose the method with lookup table, which uses predefined surfaces to determine the current reference value at given ambient temperature and solar radiation.

The LPPT controller can operate precisely only with predefined power limitations which are included in the lookup table. Otherwise, a little error is possible because of the interpolation between the two surfaces nearest to each other. As an example the fig.5 presents the surfaces for 80%, 50% and 30% of available power limitation. The choice of the control surface depends on the system operator requirements.



Fig.5. Control surfaces for boost converter control system scheme

The absolute value requirement is realized by fuzzy logic based controller (FLC). Its block diagram is presented on fig.6. The system operator sends a limited power reference that has to be executed by the controller. The power reference P_{LPP} is subtracted from the PV array measured power and then the difference is expressed as a percentage of the PV array measured power (0÷100%). This is the input variable of the fuzzy logic controller. The output of the FLC is the magnitude of the change of boost converter current reference ΔI_{ref} . This reference is the command for controlling the current drawn from the PV array. The variables are fuzzificated using linguistic values: PB - Positive Big, PM - Positive Middle, PS - Positive Small, ZE - Zero, NS - Negative Small, NM - Negative Middle and NB - Negative Big.

The proposed algorithm changes the PV array current reference with a certain value ΔI_{ref} in function of the difference between the PV array actual output power and the limited power reference P_{LPP} . If the difference is positive, the PV array power is greater than the demanded limited power. In this case the FLC decreases the PV current reference ($\Delta I_{ref} < 0$), in order to obtain less output power from the PV array. On the other hand, if the difference is negative the PV array output power is smaller than the demanded limited power. In this case, the PV array output power is smaller than the demanded limited power. In this case, the PV array output power is smaller than the demanded limited power. In this case, the PV array current reference will be increased ($\Delta I_{ref} > 0$), to obtain exactly the demanded limited power output from our PV array. The rules of the proposed fuzzy logic LPP controller are presented in table 1.



Fig.6. Block diagram of the LPP control with fuzzy logic

		Table 1
Rule no.	If ΔP	Then ΔI_{ref}
1	PB	NB
2	PM	NM
3	PS	NS
4	ZE	ZE
5	NS	PS
6	NM	PM
7	NB	NB

Regardless the type of the system operator requirement and the approach used, the limited power point tracking controller can also operate with MPPT if the operator does not impose power limitation on the photovoltaic system or if there is a lack of primary potential.

5. Simulation results

The model of the described system is realized in the Matlab/Simulink environment. Its block scheme is presented in fig.7. Both possibilities for output power limitation requirement are studied. In both cases the solar radiation and the ambient temperature follow the behavior illustrated in fig.8. The simulated variations are artificial and illustrate the stability of the system even during meteorological changes, which are unrealistic.



Fig.7. Block diagram of the described system

First, results are presented from the percentage limitation realized with lookup table (fig.9). At time t=0.5 s the system operator imposes to the PV system to operate with 80% (as an example) from its maximal possible power. The first subfigure shows the produced power (solid line) and the maximal power (dash-doted line). We can see that the system operator limitation is applied to the system regardless of changes in the meteorological conditions. The other two subfigures present the variation of the array current and voltage. The current follows the variation of the global radiation and the voltage change has an opposite sign. The ambient temperature variation causes an increase in both variables.



Fig.9. Photovoltaic array power, current and voltage for percentage limitation

The limitation to a given power reference simulation is presented on fig.10. At time t=0.5 s the system operator requires the PV system to produce exactly 4 kW if it is

possible. Otherwise the system can operate at MPPT. The first subfigure illustrates the PV array and the inverter powers. The system operator requirement is respected when the available power allows it. The power drop between 2.35s and 3.75s is due to the insufficient solar radiation. In this time interval the PV system operates with maximum possible power. The transient processes in the array current and voltage (subfigures 2 and 3) on the interval boundaries are caused by the switching of the control from limited to maximum power point tracking and vice versa.



Fig.10. Photovoltaic array power, current and voltage for absolute power limitation

6. Conclusion

The paper presents the concept for power limitation of photovoltaic systems without the switch-off of whole strings of the PV installation. Two types of approaches are discussed, modeled and simulated. The first one consists in limitation of the array output power to given percentage from the available power. This approach is realized with lookup table based controller. The second type of limitation is the requirement to a given output power. In this case a fuzzy logic controller is used. If the primary potential is not sufficient to fulfill the requirement the PV system operates with maximum power point tracking. Both limitation strategies are implemented in Matlab/Simulink model of photovoltaic system containing a PV array, a capacitor, a boost converter and an inverter. The simulation results illustrate the model and controllers' correct operation at variable meteorological conditions. Both types of system operator requirements are executed correctly taking into account the primary potential limitation.

The developed methods give the possibility of a smooth and precise output power control of grid connected PV systems, thus enabling their further penetration into power systems.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to thank the Bulgarian National Research Fund for the financial support in the framework of the program of the University Research Complex - con-tract DUNK 03/1.

REFERENCES

[1] European Photovoltaic Industry Association (2011), *Global market outlook. For photovoltaics until 2016*, available http://files.epia.org/files/Global-Market-Outlook-2016.pdf

[2] European commission (2005), Strengths, Weaknesses, Opportunities and Threats in Energy Research, EUR 21612

[3] Hohm, D. P., Ropp M. E. (2003), *Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms*, Progress in photovoltaics: Research and applications, vol. 11, pp. 47-62

[4] Bebic, J.(2008), *Power System Planning: Emerging Practices Suitable for Evaluating the Impact of High-Penetration Photovoltaics*, Subcontract Report NREL/SR-581-42297, February 2008

[5] Lazarov V., Zarkov Z., Stoyanov L., Kanchev H. (2012), *Modeling of photovoltaic panels for MPPT purposes*, IV-th Scientific Conference Electrical Faculty 2012, 28 September - 1 October 2012, Sozopol, Bulgaria, book 2, pp. 6-16

[6] Lazarov V., Zarkov Z., Stoyanov L., Spirov D. (2011), *Maximum power operation of wound rotor asynchronous machine for wind generator*, Proceedings of the Technical University – Sofia, vol. 61/2011, book 2, pp. 133-142

[7] Lazarov V., Zarkov Z., Kanchev H. (2009), *Grid-connected single-phase inverter for renewable energy sources*, Proceedings of the Technical University – Sofia, vol. 59, book 2, pp. 122-130

Authors:

Assoc. Prof. Vladimir Lazarov – Head of department "Electrical Machines" of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia,

E-mail address: vl_lazarov@tu-sofia.bg

Assoc. Prof. Zahari Zarkov – lecturer in the department "Electrical Machines" of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia,

E-mail address: *zzza@tu-sofia.bg*

Assistant Prof. Ludmil Stoyanov – assistant professor in the department "Electrical Machines" of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *ludiss@tu-sofia.bg*

Master Hristiyan Kanchev – PhD student in the department "Electrical Machines" of the Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia,

E-mail address: hkanchev@tu-sofia.bg

Bruno François is a Professor at the department of Electrical Engineering at Ecole Centrale of Lille, France,

E-mail address: bruno.francois@ec-lille.fr

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент проф. дтн Е. Николов



МОДЕЛИРАНЕ НА ФОТОВОЛТАИЧНИ ПАНЕЛИ ЗА ЦЕЛИТЕ НА СЛЕДЕНЕ НА ТОЧКАТА НА МАКСИМАЛНА МОЩНОСТ

Владимир Лазаров, Захари Зарков, Людмил Стоянов, Християн Кънчев

Резюме: В доклада е представено моделирането на фотоволтаичен модул за целите на следене на точката на максимална мощност (СТММ). Първоначално е описана теоретичната обосновка на модела и експерименталното определяне на параметрите му. Накрая е обяснена и онагледена стратегията за СТММ.

Ключови думи: фотоволтаичен панел, моделиране, следене на максималната мощност

MODELING OF PHOTOVOLTAIC PANELS FOR MPPT PURPOSES

Vladimir Lazarov, Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Hristiyan Kanchev

Abstract: The current paper presents the modeling of photovoltaic module for Maximum power point tracking (MPPT) purposes. First the model theory is described and the experimental determination of the model constants is presented. Finally the MPPT strategy is explained and illustrated.

Keywords: photovoltaic panel, modeling, maximum power point tracking

1. Introduction

The installed photovoltaic power plants have seen annual increases due to the depletion of traditional energy sources and due to legislation imposing a cost on greenhouse gas emission [1]. To assure a fast investment return the installations has to operate at maximum possible power.

This paper is oriented on the modeling of photovoltaic (PV) panels in the aim to determine the maximal power for given meteorological conditions for the MPPT purposes. A model review is presented and one of the models is presented in details with some improvements by the authors. An experimental study was provided and the model constants, characteristic for each PV panel series, are determined. Finally the proposed maximum power point tracking strategy is explained.

2. PV models review

In the literature we can find two general approaches for the photovoltaic panels modeling. The first one is oriented on the productivity calculation of the PV installation. In this approach the model searches to determinate the output power or the PV efficiency in the aim to identify the produced energy. Different models for this application has been presented and examined in previous authors' work [2]. The second approach consists in the modeling of the electrical variables of the panel. In this aim the PV cell is presented as an equivalent circuit. This second approach is suitable for this study because the MPPT control, nevertheless the strategy, generates an electrical variable (current or voltage) reference used by the power converter after the photovoltaic module/array. There are two equivalent circuits in the literature. The most common model uses the one diode equivalent scheme presented on fig.1 [3], [4]. The second equivalent circuit uses two diodes scheme (fig.2) [5], [6].



Fig.1. One diode photovoltaic cell equivalent circuit



Fig.2. Two diode photovoltaic cell equivalent circuit

3. Description of the model

The realized photovoltaic model is based on the one diode model presented in [7]. This model is preferred over the others one diode model because of the reduced unknown parameters. This is also the reason to avoid the two diode PV model. Moreover the chosen model integrates the cell temperature calculation on the base of the ambient one and the solar radiation. Thus the model can operate only using standard meteorological data – the ambient temperature and the global solar radiation on the PV installation surface.

The one diode model represents one photovoltaic cell. Thus the first step is to determine the cell parameters using the manufacturer module data. The used data is the module maximum power ($P_{M,MAXr}$), the module short circuit current ($I_{M,SCr}$), the module open circuit voltage ($V_{M,OCr}$) and the number of the cells connected in series ($N_{M,s}$) and in parallel ($N_{M,p}$). The "r" index corresponds to the rated parameter value. The corresponding cell parameters ($P_{C,MAXr}$, $I_{C,SCr}$, $V_{M,OCr}$) are calculated as follows:

$$P_{C,MAXr} = \frac{P_{M,MAXr}}{N_{M,s}.N_{M,p}}$$
(1)
$$I_{C,SCr} = \frac{I_{M,SCr}}{N_{M,p}}$$
(2)

$$V_{C,OCr} = \frac{V_{M,OCr}}{N_{M,s}} \quad (3)$$

As mentioned above the model calculates the cell temperature (T_c) from the ambient temperature (T_a) . For this purpose is used the Ross formula [8], which take into account the solar radiation (G_a) influence on the cell temperature by the constant C_2 :

$$T_C = T_a + C_2 G_a \quad (4)$$

The constant C_2 is one of the model constants to determine experimentally.

The cell rated parameters and the cell temperature are used to evaluate the serial resistance R_S in the model. The calculation steps are described bellow. First is calculated the thermal voltage in the cell semiconductor:

$$V_{C,T} = \frac{m.k.(273 + T_C)}{e}$$
 (5)

where m is the idealizing factor, which is the second experimentally determined constant, k is the Boltzmann's gas constant, e is the electron charge and the cell temperature is in degrees Celsius.

The referenced open circuit voltage is calculated as follows:

$$v_{C,OC} = \frac{V_{C,OCr}}{V_{C,T}} \quad (6)$$

It is used in the formula of the fill factor (FF) at operating conditions:

$$FF = \frac{\left[v_{C,OC} - \ln(v_{C,OC} + 0.72)\right]}{v_{C,OC} + 1}$$
(7)

The fill factor rated value is function of the rated cell power, open circuit voltage and short circuit current:

$$FF_r = \frac{P_{C,MAXr}}{V_{C,OCr}.I_{C,SCr}} \quad (8)$$

The referenced serial resistance is determined by:

$$r_{S} = 1 - \frac{FF}{FF_{r}} \quad (9)$$

Thus the cell serial resistance value for given cell temperature is calculated:

$$R_{C,S} = r_S \frac{V_{C,OCr}}{I_{C,SCr}} \quad (10)$$

And the module serial resistance is:

$$R_{M,S} = R_{C,S} \frac{N_{M,s}}{N_{M,p}} \quad (11)$$

In the realized model the resistance of the connecting cables $(R_{S,CC})$ is added to the module serial resistance, assuming that the cooper temperature is equal to the cell temperature.

The module rated parameters are determined for given test conditions – solar radiation $(G_{a,r})$ and cell temperature $(T_{C,r})$. Using the solar radiation test value is determined the model constant C_I , which is used to calculate the cell short circuit current $(I_{C,SC})$ at the operating solar radiation:

$$C_1 = \frac{I_{C,SCr}}{G_{a,r}} \quad (12)$$
$$I_{C,SC} = C_1 \cdot G_a \quad (13)$$

It's fairly to indicate the absence of equation member that takes into account the influence of the cell temperature on the short circuit current value, this influence being very small. The module short circuit current is then calculated by:

$$I_{M,SC} = I_{C,SC}.N_{M,p} \quad (14)$$

The operating open circuit voltage is determined from the rated open circuit voltage and taking into account the cell temperature influence:

$$V_{C,OC} = V_{C,OC} + C_3 (T_C - T_{Cr}) \quad (15)$$

where C_3 is the voltage temperature coefficient corresponding of one cell and given by the manufacturer. In this equation the influence of the solar radiation on the open circuit voltage is neglected. The module open circuit voltage is then obtained by:

$$V_{M,OC} = V_{C,OC} \cdot N_{M,s} \quad (16)$$

The last needed value is the module thermal voltage calculated by:

$$V_{M,T} = V_{C,T} . N_{M,s}$$
 (17)

The modeling equation of the photovoltaic module is then obtained as:

$$I_{M} = I_{M,SC} \cdot \left\{ 1 - \exp\left[\frac{V_{M} - V_{M,OC} + I_{M} \cdot (R_{M,S} + R_{S,CC})}{V_{M,T}}\right] \right\}$$
(18)

In this equation there are two unknown variables – the module current (I_M) and voltage (V_M) . It is easier to use the module voltage as input variable. Moreover it is imposed by the subsequent elements in the photovoltaic system. Thus the photovoltaic module current is calculated and the PV module model can be implemented in calculating software. In this paper the software is Matlab/Simulink.

As a model improvement is the addition of the shunt resistance R_{sh} . Thus the module current is reduced by the current I_{sh} on this resistance calculated by:

$$I_{sh} = \frac{V_M + I_M (R_{M,S} + R_{S,CC})}{R_{sh}}$$
(19)

4. Experimental study

As mentioned above the PV module model contains two unknown constants – the idealizing factor m and the constant C_2 carrying for the influence of the solar radiation on the cell temperature. Their determination is based on an experimental study. For this purpose is used a photovoltaic installation composed by 6 panels Photowatt PWX

500 with the following rated parameters for junction temperature 25°C and solar radiation 1000 W/m².

		Table 1
Parameter	Unit	Value
Peak power	W	47.5
Voltage at peak power	V	17
Current at peak power	А	2.8
Short circuit current	А	3.05
Open circuit voltage	V	21.6

With the PV installation were performed a series of experiments determining the I-V curve of the installation at different meteorological conditions. For five different experiments the constants' values were determined in such way that the simulated I-V curve follows perfectly the experiment. After that the mean value of each constant is calculated. Thus the final photovoltaic model is obtained and the simulation results are compared with the experimental data. This comparison is presented on fig.3. A significant difference between the experiment and the simulation is observed only in the cases where the sun radiation and the temperature are relatively low and then the open circuit voltage is overestimated.

The explanation for this phenomenon is the neglecting of the solar radiation influence on the open circuit voltage. Thus the determined constants are mostly characteristic for high solar radiation and the model underestimates cell temperature for low irradiances. Despite the shown imperfections the model is considered as satisfactory for the current purposes and its improvement is object of future author's work.

5. MPPT realization

The maximum power point tracking in the photovoltaic installations can be realized by various approaches. In this paper is considered the use of lookup tables with predefined voltage or current reference in function of the solar radiation and the ambient temperature.

The reference value corresponding of the meteorological conditions is imposed to the power converter after the photovoltaic panel/array. Thus with the realized model is simulated the photovoltaic panel operation at different meteorological conditions to fulfill the lookup table. The fig.4 presents the I-V curves for two cases: first the ambient temperature is constant $(25^{\circ}C)$ and the global radiation varies; second the solar radiation is constant (800 W/m^2) and the ambient temperature varies. In the first subfigure we observe the irradiance influence on the short-circuit current and on the open circuit voltage due to the cell heating by the solar radiation (see equation (4)).

The second graph shows the direct influence of the cell temperature on the open circuit voltage and the effect of neglecting the influence of the temperature on the shortcircuit current (it is constant).



Fig.3. Comparison of simulated and experimental I-V curves

To determine the needed reference (photovoltaic current or voltage) it is necessary to identify the panel maximal power for given meteorological conditions.

Being the product of current and voltage, the power can be illustrated in two types of graphs.

Fig.5 presents the power variation in function of the voltage for different solar radiations (200, 400, 600, 800 and 1000 W/m²) and ambient temperatures (10, 25 and 40° C).

The bold lines correspond to the maximal power point. The same assemblage of curves but in function of the photovoltaic current is plotted on Fig.6.



Fig.4. Simulated I-V curves at variable solar radiation and constant ambient temperature $T_a=25^{\circ}$ C (up) and at variable ambient temperature with constant radiation $G_a=800 \text{ W/m}^2 \text{ (down)}$



Fig.5. P=f(V) curves for different meteorological conditions



Fig.6. P=f(I) curves for different meteorological conditions

Once the maximum power curves are determined it is possible to create a control surface where the axes X and Y correspond to the meteorological conditions – solar radiation and ambient temperature and the axes Z is the desired reference – voltage (fig.7) or current (fig.8).

The advantage of the lookup table is the high precision of the determined reference. The need of knowledge of the panel characteristics at different meteorological conditions can be noticed as a method disadvantage.



Fig.7. Control surface for voltage controlled converter



Fig.8. Control surface for current controlled converter

6. Conclusion

The paper presents in details a photovoltaic panel model based on the one diode equivalent scheme. The original model is improved and realized in the Matlab/Simulink environment. On the base of the created model are obtained the control surfaces for the realization of maximum power point tracking using lookup tables. Thus the MPPT control can generate the needed voltage or current reference for the power converter after the PV modules. This MPPT strategy is characterized with high precision of the generated reference value and fast response. The only possible error originates from the model errors. The improvements of the PV panel model will be object of the future authors' work.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to thank the Bulgarian National Research Fund for the financial support in the framework of the program of the University Research Complex - contract DUNK 03/1.

REFERENCES

[1] *Renewables 2010 Global Status Report*. Renewable Energy Policy Network for 21 Century, 2011

[2] Notton G., Lazarov V., Stoyanov L. (2010), *Optimal sizing of a grid-connected PV system for various PV module technologies and inclinations, inverter efficiency characteristics and loca-tions*, Renewable Energy, vol. 35, issue 2, pp. 541-554

[3] Tian H., Mancilla-David F., Ellis K., Muljadi E., Jenkins P.(2012), *A cell-to-module-to-array detailed model for photovoltaic panels*, Solar Energy, vol. 86, pp. 2695-2706,.

[4] De Soto W., Klein S.A., Beckman W.A. (2006), *Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance*, Solar Energy, vol. 80, pp. 78-88

[5] Ishaque K., Salam Z., Taheri H. (2011), *Simple, fast and accurate two-diode model for photovoltaic modules*, Solar Energy Materials and Solar Cells, vol. 95, pp. 586-594

[6] Sandrolini L., Artioli M., Reggiani U. (2010), *Numerical method for the extraction of photovoltaic module double-diode model parameters through cluster analysis*, Applied Energy, vol. 87, pp. 442–451

[7] Hansen, A., Sorensen P., Hansen L., Bindner H. (2000), *Models for stand-alone PV system*, Riso National Laboratory report (Riso-R-1219(EN)/SEC-R-12), December 2000.

[8] Ross, R.G. (1976), *Interface design considerations for terrestrial solar cell modulesl*, 12th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 15-18 November 1976, Baton Rouge, pp. 801-806, 1976.

Authors:

Assoc. Prof. Vladimir Lazarov – Head of department "Electrical machines" of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia,

E-mail address: *v_lazarov@tu-sofia.bg*

Assoc. Prof. Zahari Zarkov – lecturer in the department "Electrical machines" of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia,

E-mail address: *zzza@tu-sofia.bg*

Assistant Prof. Ludmil Stoyanov – assistant professor in the department "Electrical machines" of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: *ludiss@tu-sofia.bg*

Master Hristiyan Kanchev – PhD student in the department "Electrical machines" of the Faculty of electrical engineering, Technical University of Sofia, E mail address: *hkanchay@tu sofia ha*

E-mail address: hkanchev@tu-sofia.bg

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент проф. дтн Е. Николов



ИНТЕГРАЛНИ МЕТОДИ В ТЕОРИЯТА НА ДВУФАЗНИТЕ ТУРБУЛЕНТНИ СТРУИ

Иван Антонов, Ахмед Ал Делеми

Резюме: В настоящата работа са изведени основни интегрални условия при разпространение на двуфазна турбулентна неизотермична струя. Системата от частни диференциални уравнения след съответна преработка, при съблюдаване на граничните условия на течението се свежда до система от интегрални условия.

Ключови думи: двуфазно неизотермично течение, интегрални условия

INTEGRAL METHODS IN THE THEORY OF TWO-PHASE TURBULENT JETS

Ivan Antonov, Ahmed Al Delemi

Abstract: In the current work are given the basic integral conditions at distribution of two-phase non-isothermal turbulent jet. The system of private differential equations after appropriate processing, taking into account the boundary conditions of the flow and it is reduced to a system of integral conditions

Keywords: two-phase non-isothermal jet, integral condition

1. Basic equation

The basic equations for the distribution of two-phase non-isothermal turbulent jets are derived from the general equations of motion of this type of current flow using the two-fluid model of the flow, i.e. each medium (gases phase and phase of impurities) has its own velocity, temperature and density. For the larger accuracy of the conclusions for the equations it is introduced exponents "j". For the case of axisymmetric jets j = 1 for flat jets j = 0. The type of equations by observation of the characteristics in the jet streams is as follows:

$$\frac{\partial u_{g}}{\partial x} + \frac{1}{y} \frac{\partial \left(v_{g} y\right)}{\partial y} = 0 \qquad (1)$$

$$\frac{\partial u_{p}}{\partial x} + \frac{1}{y} \frac{\partial \left(v_{p} y\right)}{\partial y} = 0 \qquad (2)$$

$$\rho_{g} u_{g} \frac{\partial u_{g}}{\partial x} + \rho_{g} v_{g} \frac{\partial u_{g}}{\partial y} = \frac{\partial p}{\partial x} - \frac{\partial}{y \partial y} \left(y \rho_{g} \overline{u'_{g} v'_{g}}\right) - F_{x} \qquad (3)$$

$$\frac{\partial p}{\partial y} = \rho_g \frac{w_g^2}{y} - F_y \quad (4)$$

$$\rho_g u_g \frac{\partial w_g}{\partial x} + \rho_g w_g \frac{\partial w_g}{\partial y} = -\rho_g \frac{w_g v_g}{y} - \frac{\partial}{\partial y} \left(\rho_g \overline{w_g' v_g'}\right) - 2\rho_g \frac{\overline{w_g' v_g'}}{y} \quad (5)$$

$$\rho_{p}u_{p}\frac{\partial u_{p}}{\partial x} + \rho_{p}v_{p}\frac{\partial u_{p}}{\partial y} = -\frac{\partial}{\partial y}\left(\rho_{p}\overline{u_{p}'v_{p}'}\right) - \rho_{p}v_{p}\frac{\partial u_{p}}{\partial y} - \rho_{p}\frac{\overline{u_{p}'v_{p}'}}{y} + F_{x}$$
(6)

$$\rho_{p}\frac{\partial w_{p}}{\partial x} + \rho_{p}v_{p}\frac{\partial w_{p}}{\partial y} = -\rho_{p}\frac{\overline{w_{p}'v_{p}'}}{y} - \frac{\partial}{\partial y}\left(\rho_{p}\overline{w_{p}'v_{p}'}\right) - 2\rho_{p}\frac{\overline{w_{p}'v_{p}'}}{y} + \overline{v_{p}'\rho_{p}'}$$
(7)

$$\rho_{p}\frac{\partial w_{p}}{\partial x} + \rho_{p}v_{p}\frac{\partial w_{p}}{\partial y} = -\rho_{p}\frac{\overline{w_{p}'v_{p}'}}{y} - \frac{\partial}{\partial y}\left(\rho_{p}\overline{w_{p}'v_{p}'}\right) - 2\rho_{p}\frac{\overline{w_{p}'v_{p}'}}{y} + \overline{v_{p}'\rho_{p}'} \tag{8}$$

At the system equations (1)-(8) unknown are the following values - time-averaged velocity components for the relevant phases - u_g , v_g , w_g , u_p , v_p , w_p pressure p, mass concentration χ and correlations $\overline{u'_g v'_g}$, $\overline{w'_g v'_g}$, $\overline{u'_p v'_p}$, $\overline{w'_p v'_p}$, $\overline{v'_p \rho'_p}$.

2. Model of turbulence

To close the system of equations it is necessary to apply the appropriate models of turbulence. The models of turbulence applicable to two-phase flow, which can be applied when it is using the integral method are described below according to [3]. Models of turbulence from zero order based on the mixing way. They can be improved to reflect the two-phase character of the flow. It is adopted that the turbulence, respectively the turbulent viscosity could be depend from two basic parameters of the flow - the diameter of the particles of impurities and their mass concentration. On the basis of the model of - $v_t = \beta \delta . u_{max}$ has developed a modification of a model for the description of the turbulent viscosity. It is using the dependence:

$$v_{tp} = \beta f\left(\operatorname{Re}_{p}\right) f\left(\chi\right) \delta u_{p\max} \qquad (9)$$

where β is the coefficient of proportionality, analogous to that used in that model of Shets. Using the functions $f(\text{Re}_p)$ and $f(\chi)$ it is taking into account the influences of the two-phase characteristics of the flow on v_t . At one phase air flows, the product of these two functions corrective term is equal to one. For the coefficient β it is recommended values in the range of $\beta = 0,01 \div 0,03$. Function of $f(\text{Re}_p)$ show the influence of the particle diameter of the impurities onto the turbulent characteristics of the flow. It is used a polynomial which is similar to that applied at determining the coefficient of resistance.

$$f(\operatorname{Re}_{p}) = 1 + B_{1} \operatorname{Re}_{p}^{\frac{1}{2}} + B_{2} \operatorname{Re}_{p}$$
 (10)

where for $B_1 = 0,179$, $B_2 = 0,013$. By Re_p is definite by the relevant particle using the ratio $\operatorname{Re}_p = \frac{VD_p}{U}$ and it is considering the influence of the velocity and the diameter of the particle. The second important parameter of the initial two-phase stream is its mass concentration χ . Through it is introduce the corrective turbulent viscosity dependence, which reflects the influence on the development of the flow. At [1] are given correcting coefficient of the type: $f(\chi) = (1 + \chi_0)^{-1}$, $f(\chi) = (1 + \chi_m)^{-1}$

However, comparing thus recorded equations with experimental data at [1], it is significantly more precise in the range $\chi \leq 1$, the function $f(\chi)$ is approximated by the expression:

$$f(\chi) = (1 + \chi_0)^{-\frac{3}{2}}$$
(11)
$$f(\chi) = (1 + \chi_m)^{-\frac{3}{2}}$$
(12)

The deviation of the experimental data for υ_t at [1] is $\varepsilon < 3\%$, which can be regarded as negligible. A disadvantage of the expression (11) is the use of a constant value of χ - initial χ_o . More precisely the influences of mass concentration on the turbulent stresses could affected with replacing the initial concentration with the maximum one for a given section χ_m at $\chi_m(x)$. The advantage here is that it gives more flexibility of the decision and it is reflect more accurately to the influence of concentration at the local section.

3. Boundary condition

The solution of the above partial differential equations system is requires the assignment of boundary conditions of the problem. It is considering three dimensional asymmetric two-phase flow with the axis of symmetry x

- Axis of flow (y=0)

$$r = 0; \frac{\partial u_p}{\partial y} = 0; v_p = w_p = 0$$

$$\frac{\partial u_g}{\partial y} = 0; v_g = w_g = 0$$

$$\frac{\partial \overline{u_p v_p}}{\partial y} = \frac{\partial \overline{v_p w_p}}{\partial y} = 0; \frac{\partial \overline{u_g v_g}}{\partial y} = \frac{\partial \overline{v_g w_g}}{\partial y} = 0; \frac{\partial \chi}{\partial y} = 0$$
(13)

at rotated jets: $p = p_{\min}$, $\partial p / \partial y = 0$

-for the jet boundary of impurities $(y = y_p)$

$$\frac{\partial u_p}{\partial y} = \frac{\partial w_p}{\partial y} = 0; \quad \overline{v_p w_p} = \overline{u_p v_p} = 0$$

$$\frac{\partial \overline{u_p v_p}}{\partial y} = \frac{\partial \overline{v_p w_p}}{\partial y} = \frac{\partial \overline{\rho_p v_p}}{\partial y} = 0$$

$$\frac{\partial \overline{u_p v_p}}{\partial y} = 0; \quad \chi = 0; \quad \overline{\partial \chi} = 0$$
(14)

For the dynamic jet boundary - $(y = y_g)$

$$r = r_{g}; u_{p} = u_{2}(u_{g} = 0), w_{g} = 0$$

$$\frac{\partial u_{g}}{\partial y} = \frac{\partial w_{g}}{\partial y} = 0; \overline{v_{g}} w_{g} = \overline{u_{g}} v_{g} = 0$$

$$\frac{\partial \overline{u_{g}} v_{g}}{\partial y} = \frac{\partial \overline{v_{g}} w_{g}}{\partial y} = 0$$

$$p = p_{env}$$
(15)

When is investigating non-rotated two-phase flows the boundary conditions (13)-(15) are deleted terms which are consist of velocity components and their corresponding correlations. The pressure is considered equivalent to that of the environment. At the leakage at a stationary fluid medium $(u_2 = 0)$ it is changes only the first condition of 15 whiles the others remain the same. The private case of single-phase (gas) flow is determined by the boundary conditions (13) and (14). The conclusion of integrated condition at distribution of two-phase turbulent jet is made on the basis of the system of partial differential equations (1)-(8) taking into an account the boundary conditions (13)-(15).

4. Mathematical model

The equation for the quantity of movement of the gas (carrier) phase is obtained by using equations (1)-(3). The first equation is multiplied by $u_g = 0$, and collected in the second, pre-multiplied with y^j , hence:

$$\frac{\partial}{\partial x} \Big[\left(\rho_g u_g^2 + p \right) y^j \Big] + \frac{\partial}{\partial y} \Big[\rho_g \left(u_g v_g + \overline{u'_g v'_g} \right) y^j \Big] = -F_x y^j \qquad (16)$$

In the presence of co - flow, which is moves with the velocity u_2 , the equation takes the form:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left\{ \rho_{g} \left[u_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right) + p \right] y^{j} \right\} + \frac{\partial}{\partial y} \left\{ \rho_{g} \left[v_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right) + \overline{u'_{g} v'_{g}} \right] y^{j} \right\} = -F_{x} y^{j}$$
(17)

Equations (16) and (17) are integrated transversely of the jet flow in the boundary from y = 0 to $y = y_{g}$ (outer jet boundary)

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{g}} \left(\rho_{g}u_{g}+p\right) y^{j} dy + \frac{\partial}{\partial y}\int_{0}^{y_{g}} \rho_{g}\left(u_{g}v_{g}+\overline{u_{g}'v_{g}'}\right) y^{j} dy = -\int_{0}^{y_{g}} F_{x}y^{j} dy \quad (18)$$

resp.

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{g}} \rho_{g} \left\{ \left[u_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right) \right] + p \right\} y^{2} dy + \frac{\partial}{\partial y}\int_{0}^{y_{g}} \rho_{g} \left[v_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right) + \overline{u'_{g} v'_{g}} \right] y^{j} dy = -\int_{0}^{y_{g}} F_{x} y^{j} dy \quad (19)$$

The second integral in the above equation is taking a value to zero in the boundary of integration, thereby it is obtaining the integral conditions

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_g} \left(\rho_g u_g^2 + p\right) y^j dy = -\int_{0}^{y_g} F_x y^j dy \qquad (20)$$

with free jet and leak in co-medium.

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_g} \left\{ \rho_g \left[u_g \left(u_g - u_2 \right) \right] + p \right\} y^j dy = -\int_{0}^{y_g} F_x y^j dy \qquad (21)$$

Integral condition for the amount of movement can be derived and preserve in the output equations of turbulent normal stresses. In this case, accept equation (19) is as follow:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_g} \left\{ \rho_g \left[u_g \left(u_g - u_2 \right) + \overline{u_g'^2} \right] + p \right\} y^j dy = -\int_{0}^{y_g} F_x y^j dy \qquad (21a)$$

Equations (18)-(19) describe the condition of the integral amount of the movement of the gas medium. At biphasic flows upper expressions do not provide conservation of a quantity of movement of the medium, as in the single-phase jets. Located on the right

side integral $\int_{0}^{s} F_{x}y^{j}dy$ which is take into account the influence of the forces F_{x} and

depending of them it is change by x. On the influence on the amount of movement also is exerted the additional normal stresses which are appearing in equation (21.a). Similarly, can be derived and integral terms for quantity of motion of impurities. They

Similarly, can be derived and integral terms for quantity of motion of impurities. They are used equation (2) and (4), which are obtained from the second integral of the equation and which has a value of zero in the boundary of integration, to obtain:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{p}}\rho_{p}u_{p}^{2}y^{j}dy = \int_{0}^{y_{p}}F_{x}y^{j}dy \qquad (22)$$

If it is taking into account the influence of additional normal stresses equation (22) takes the form

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{p}}\rho_{p}\left(u_{p}^{2}+\overline{u_{p}^{\prime2}}\right)y^{j}dy=\int_{0}^{y_{g}}F_{x}ydy \qquad (23)$$

Receiving equation (20) and (21) describe the condition of the integral amount of movement of the second phase - of the impurities. In many cases, it is possible the formation of a two phase flow to become when the leakage of liquid jet in medium of the other phase. For example, at leakage of a liquid jet in a gas medium at a certain distance from the beginning it is forming two phase flow, which is result in movement of the entrainment gas particles. The same effect was observed for the atomization of liquid or solid particles from a gas or liquid flow. In this case, the initial amount of the movement is common for the both phases as a consequence part of it goes to the engaging the movement of the particles in the other phase. In such flows, which have a total initial quantity of movement, it is necessary for the two summing phases. Only in some special cases in the implementation of the algorithm it is used to calculate the amount of recording movement to one of the phases. After adding the corresponding expressions for the quantity of movement of the two-phase flow it is receive:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{g}} \left[\rho_{g}u_{g}\left(u_{g}-u_{2}\right)+p\right]y^{j}dy+\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{p}}\rho_{p}u_{p}^{2}y^{j}dy=0$$
(24)

resp. for free two-phase stream $(u_2 = 0)$

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{g}} \left(\rho_{g}u_{g}^{2}+p\right) y^{j} dy + \frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{p}} \rho_{p}u_{p}^{2} y^{j} dy = 0$$
(25)

In the case when you take into account the values $\overline{u_g^{'2}}; \overline{u_p^{'2}}$ of the additional normal stress then equation (24) is taking the form:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{g}} \left[\rho_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right) u_{g} + \rho_{g} \overline{u_{g}^{\prime 2}} + p \right] y^{j} dy + \frac{\partial}{\partial x} \int_{0}^{y_{p}} \rho_{p} \left(u_{p}^{2} + \overline{u_{p}^{\prime 2}} \right) y^{j} dy = 0 \quad (26)$$

or free jet at $u_2 = 0$

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{y_{g}} \left[\rho_{g} \left(u_{g}^{2} + \overline{u_{g}^{\prime 2}} \right) + p \right] y^{j} dy + \frac{\partial}{\partial x} \int_{0}^{y_{p}} \rho_{p} \left(u_{p}^{2} + \overline{u_{p}^{\prime 2}} \right) y^{j} dy = 0$$
(27)

Integration of the equations (22)-(25) lead to expressions:

$$\int_{0}^{y_{g}} \left[\rho_{g} u_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right) + p \right] y^{j} dy + \int_{0}^{y_{p}} \rho_{p} u_{p}^{2} y^{j} dy = const$$

$$\int_{0}^{y_{g}} \left(\rho_{g} u_{g}^{2} + p \right) y^{j} dy + \int_{0}^{y_{p}} \rho_{p} u_{p}^{2} y^{j} dy = const$$

$$\int_{0}^{y_{g}} \left(\rho_{g} u_{g}^{2} + \rho_{g} \overline{u_{g}'^{2}} + p \right) y^{j} dy + \int_{0}^{y_{p}} \rho_{p} \left(u_{p}^{2} + \overline{u_{p}'^{2}} \right) y^{j} dy = const$$

$$\int_{0}^{y_{g}} \left[\rho_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right) u_{g} + \rho_{g} \overline{u_{g}'^{2}} + p \right] y^{j} dy + \int_{0}^{y_{p}} \rho_{p} \left(u_{p}^{2} + \overline{u_{p}'^{2}} \right) y^{j} dy = const$$

Moment of quantity of motion is a defining integral characteristic of the rotated jet flows. Through it is expressed specific feature of these flows - the rotation around the axis of the symmetric axis x.

Determining the amount of movement it is made on the basis of the equations (1) and (4), the first, is multiplied by $w_g y^j$ and add with the second, pre-multiplied by y^j

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\left(\rho_{g} u_{g} w_{g} + \rho_{g} \overline{u'_{g} w'_{g}} \right) y^{2j} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\left(\rho_{g} w_{g} v_{g} + \rho_{g} \overline{w'_{g} v'_{g}} \right) y^{2j} + y^{j} \rho_{g} w_{g} v_{g} + \rho_{g} \overline{v'_{g} w'_{g}} \frac{\partial}{\partial y} \left(y^{2j} \right) \right] = 0$$

After integrating of y from 0 to y_g the second, third and fourth integrals are canceled for the boundary of integration and we obtain:

$$\frac{\partial}{\partial x} \int_{0}^{\infty(y_s)} \left(\rho_s u_s w_s + \rho_s \overline{u'_s w'_s} \right) y^{2j} dy = 0$$
(29)

which, after integrating by x is follow:

$$\int_{0}^{\infty} \left(\rho_{g} u_{g} w_{g} + \rho_{g} \overline{u'_{g} w'_{g}} \right) y^{2j} dy = const$$
(29b)

The expression (29) is one very important characteristic of the rotated turbulent jet which describes the conversation of the amount of movement. This according [3] is the second required integral condition at the rotated flows, which allows the possibility of introduction an appropriate criterion for similarity to them.

As the momentum of the amount of movement is refer to an asymmetric flow (j=1) can be move in a cylindrical coordinate system, where y to be replaced with r. After multiplying with 2π both sides of 29b then follows:

$$2\pi \int_{0}^{y_g} \left(\rho_g u_g w_g + \rho_g \overline{u'_g w'_g}\right) r^2 dr = M_{go}$$
(30)

Where M_{g0} is initial moment of the amount of movement of the gas medium.

$$M_{go} = \pi \rho_g u_{go} w_{go} r_o^3 \tag{31}$$

When it is neglecting the influence of binary correlation $\overline{u_g^{'}v_g^{'}}$ as a value of a - low order than $u_g v_g^{'}$ ($\overline{u_g^{'}w_g^{'}} \ll u_g w_g^{'}$) 30 take the form:

$$2\pi \int_{0}^{\infty} \rho_{g} u_{g} w_{g} r^{2} dr = M_{go}$$
(32)

The moment of quantity of motion contains within itself the product of velocity components, characteristic size of flow and density. Conditional it could be seen as a rotation of the fluid volume with mass $2\pi\rho_g u_g rdr$ tangential (rotational) velocity w_g at a distance r from the axis of symmetry.

After processing equation (2) and (7), it is receive the moment for an amount of movement for the second (liquid or solid) phase [2]

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty}\rho_{p}\left(u_{p}w_{p}+\overline{u_{p}'w_{p}'}\right)r^{2}dr=0$$
(33)

After integrating at x, it is receive the condition for conversation of the moment of the amount of movement of the phase of impurities:

$$2\pi \int_{0}^{\infty} \rho_{p} u_{p} w_{p} r^{2} dr = M_{po}$$
(34)
$$2\pi \int_{0}^{\infty} \rho_{p} \left(u_{p} w_{p} + \overline{u'_{p} w'_{p}} \right) r^{2} dr = M_{po}$$
(35)

Initial moment of the quantity of motion for the phase of impurities is determined by:

$$M_{po} = \pi \rho_{p} u_{po} w_{po} r_{o}^{3} \quad (36)$$

Similarity to those mentioned when considering the amount of movement causes is that the moment may be integrated into an expression of the two phases. For total moment of an amount of motion is obtaining form equations:

$$2\pi \left[\int_{0}^{\infty} \rho_{g} u_{g} w_{g} r^{2} dr + \int_{0}^{\infty} \rho_{p} u_{p} w_{p} r^{2} dr\right] = M_{0\Sigma}$$
(37.a)
$$2\pi \left[\int_{0}^{\infty} \rho_{g} \left(u_{g} w_{g} + \overline{u'_{g} w'_{g}}\right) r^{2} dr + \int_{0}^{\infty} \rho_{p} \left(u_{p} w_{p} + \overline{u'_{p} w'_{p}}\right) r^{2} dr\right] = M_{0\Sigma}$$
(37.b)

The total initial moment for the amount of movement $M_{0\Sigma}$ is defined as the sum of the initial moments of the two phases

$$M_{0\Sigma} = \pi . r_o^2 \left(\rho_g u_{go} w_{go} + \rho_p u_{po} w_{po} \right)$$
(38)

It is possible to exist special cases where at the leakage is rotated or exist only one of the phases. Then the initial moment of the quantity of motion is aligned to that of the phase

$$M_{0\Sigma} = M_{po}$$
 or $M_{0\Sigma} = M_{go}$ (39)

The condition for conservation the content of impurities in the two-phase flow is obtained by appropriate joint processing of the equations of continuity for impurities and for their concentration. Equations are multiplied respectively by χ and y^{j} and after their adding is obtained

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(u_{p} \chi . y^{j} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_{p} \chi . y^{j} \right) = \frac{1}{\rho_{g}} \frac{\partial}{\partial y} \left(\rho_{g} y^{j} \frac{\upsilon_{p}}{Sc} \frac{\partial \chi}{\partial r} \right) \quad (40)$$

Equation (40) integrates transverse by axis y in the range from 0 to y_p , resp. from 0 to ∞ , from which it is follows:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty}\rho_{g}u_{p}\chi \cdot y^{j}dy = 0$$
(41)

After integrating by x, it is receiving the condition of conservation the content of impurities in the jet:

$$\int_{0}^{y_g} \rho_g u_p \chi . y^j dy = const$$
(42)

which is multiplied by $2\pi^{j}$ is given the expression:

$$\left(2\pi\right)^{j}\int_{0}^{\infty}\rho_{g}u_{p}\chi \cdot y^{j}dy = G_{o}$$

$$(43)$$

where $G_0 = \pi^j \rho_p u_0 y_0^{j+1}$ is the initial content of impurities.

The receiving equation expresses the condition of conservation of the content of impurities in the two - phase flow, respectively in an integral form. This condition highlights the two-phase character of the flow. At investigation with a help of so-called one-velocity model the condition of the conversation of content of the impurity is one of the basic equations in the decision. The equation for kinetic energy of the gas (carrier) phase is obtained after processing equation (1) and (2). Equations are multiplied by $\rho_g (u_g^2 - u_p^2)$ and $2(u_g - u_p)y^j$ then by term summation we get:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\rho_{g} y^{j} u_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right)^{2} \right] + 2 \left(u_{g} - u_{2} \right) \frac{\partial}{\partial x} \left(p y^{j} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left[\rho_{g} v_{g} \left(u_{g}^{2} - u_{2}^{2} \right) y^{j} \right] = 2 \left[\frac{\partial}{\partial y} \left(v_{tg} y^{j} \frac{\partial u_{g}}{\partial y} \right) - \rho_{g} y^{j} v_{tg} \left(\frac{\partial u_{g}}{\partial y} \right)^{2} \right] - 2 \left(u_{g} - u_{2} \right) F_{x} y^{j}$$

$$(44)$$

Equation (42) is integrated into the range from 0 to y_g , resp. from 0 to ∞ lead to the expression:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty} \left[\rho_{g} u_{g} \left(u_{g} - u_{2} \right)^{2} \right] y^{j} dy + \int_{0}^{\infty} 2 \left(u_{g} - u_{2} \right) \frac{\partial}{\partial x} \left(p y^{j} \right) dy = -2 \int_{0}^{\infty} \rho_{g} \upsilon_{tg} \left(\frac{\partial u_{g}}{\partial y} \right)^{2} y^{j} dy - -2 \int_{0}^{\infty} \left(u_{g} - u_{2} \right) F_{x} y^{j} dy$$

$$(45)$$

Equation describes the kinetic energy of the gas phase at rotated stream leakage in a homogeneous co-medium that moves with velocity u_2 . A free jet, by applying $u_2 = 0$ is follow:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty}\rho_{g}u_{g}^{3}y^{j}dy + 2\int_{0}^{\infty}u_{g}\frac{\partial p}{\partial x}y^{j}dy = -2\int_{0}^{\infty}\rho_{g}\upsilon_{tg}\left(\frac{\partial u_{g}}{\partial y}\right)^{2}y^{j}dy - 2\int_{0}^{\infty}u_{g}F_{x}y^{j}dy \qquad (46)$$

The receiving equation for kinetic energy is different from integrated (ratio) conditions with two additional terms, which describe the energy of compressive forces and the forces of interfacial interaction. For non - rotated two-phase flows equations takes the form:

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty} \left[\rho_{g}u_{g}\left(u_{g}^{2}-u_{2}^{2}\right)\right]y^{j}dy = -\int_{0}^{\infty}\rho_{g}\upsilon_{tg}\left(\frac{\partial u_{g}}{\partial y}\right)^{2}y^{j}dy - \int_{0}^{\infty}\left(u_{g}-u_{2}\right)F_{x}y^{j}dy \qquad (47)$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty}\rho_{g}u_{g}^{2}y^{j}dy = -\int_{0}^{\infty}\rho_{g}\upsilon_{tg}\left(\frac{\partial u_{g}}{\partial y}\right)y^{j}dy - 2\int_{0}^{\infty}u_{g}F_{x}y^{j}dy$$
(48)

Analogously it may be received and the equation for the kinetic energy of the impurities

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty}\rho_{p}u_{p}^{3}y^{j}dy = -2\int_{0}^{\infty}\rho_{p}\upsilon_{p}y^{j}\left(\frac{\partial u_{p}}{\partial y}\right)^{2}dy + \int_{0}^{\infty}2u_{p}F_{x}y^{j}dy$$
(49)

By using the equations of continuity of impurities and concentration it is received one additional integral condition from higher order.

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty} u_{p}\chi^{2}y^{j}dy = -\int_{0}^{\infty} y^{j}\frac{\upsilon_{p}}{Sc}\left(\frac{\partial\chi}{\partial y}\right)^{2}dy \qquad (50)$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty} c_{pg}\rho_{g}U_{g}\left(T_{g}-T_{2}\right)y^{j}dy = \int_{0}^{\infty} F_{x}\left(U_{g}-U_{p}\right)y^{j}dy - \int_{0}^{\infty}Q.y^{j}dy \qquad (51)$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\int_{0}^{\infty} c_{pp}\rho_{p}U_{p}T_{p}y^{j}dy = \int_{0}^{\infty}Q.y^{j}dy \qquad (52)$$

$$p = \rho_{g}RT_{g} \qquad (53)$$

Specific heat capacity at constant pressure c_{pp} and c_{pg} are a function of the temperature of the phases. The heat interaction between the phases, according to [4] is given by the expression: $Q = 6Nu\lambda D_p^{-2}(T_g - T_p)$ where the number of Nuselt is accepted as function of the type $Nu = 2 + C \operatorname{Re}^n \operatorname{Pr}_t^m$, *C*, *m* and *n* are empirical constants which are depending of Re. The thermal conductivity coefficient is depend of the temperature: $\lambda = \lambda_0 (1 + \beta T)$, λ_0 - thermal conductivity at 0 ° C, β is a constant for each substance.

The receiving integrated conditions are solved using the corresponding dimensionless dependence for distribution of the velocity, pressure and concentrations are solved numerically. Similar numerical solutions are given in [4]. Figure 1 is a comparison of the numerical results in [2], the experimental data [3], the following parameters of the flow of: $\chi = 1$; $D_p = 45 \mu m$, $u_2 = 0$, S = 0. Obviously there is a good matching between the numerical results with the experimental data.

5. Conclusion

In the present work are given the obtained by processing the equations of motion and heat transfer taking into account the boundary conditions based on integrated dependence for two-phase non-isothermal turbulent jet



REFERENCES

[1] Abramovich G.N. Theory of turbulent jets, M., 1960

[2] Antonov I.S. Modeling of two-phase turbulent jet, work for Doctor of Science, Sofia, 1995.

[3] Antonov I.S. Apllied fluid mechanics, Sofia, 2010

[4] Antonov, I.S., H.D.Lien, E.P.Agontzev, Integral Method for Investigation of Non-Isothermal Turbulent Two-Phase Jets, 11th International Conference "Systems for Automation of Engineering and Research" (SAER*97), September 20-21,1997, St. Konstantin, Bulgaria, Proceedings of 11th Intern. Conference, p.p.145-150

Authors: Ivan Antonov, prof. DSc - dept. "Hydroaerodynamics and Hydraulic Machines", Faculty of Power Engineering and Power Machines, Technical University of Sofia, E-mail address: *mfantonov@abv.bg*; Ahmed Al Delemi, assoc. prof. PhD - University of Bagdad, E-mail address: *dr.ahmedkhlf@yahoo.com*

Постъпила на 09.05.2013

Рецензент доц. д-р Е. Агонцев


СЪВРЕМЕННИ МЕТОДИ ПРИ МАТЕМАТИЧЕСКО МОДЕЛИРАНЕ НА ДВУФАЗНИ ТУРБУЛЕНТНИ ТЕЧЕНИЯ

Иван Антонов, Ахмед Ал Делеми

Резюме: В работата се разглежда двуфлуидния модел на двуфазно турбулентно течение. Двете фази се приемат като два флуида разпространяващи се в един и същ обем. При съответни ограничения движението на тези два флуида се описва с обичайните уравнения от рейнолдсов тип, като връзката между тях са силите на междуфазово взаимодействие. Описани са основните положения в теорията на двуфазните турбулентни течения със съответните особености при моделирането им.

Ключови думи: двуфлуиден модел, сили на междуфазово взаимодействие, двуфазно турбулентно течение

MODERN METHODS IN MATHEMATICAL MODELING OF TWO-PHASE TURBULENT FLOWS

Ivan Antonov, Ahmed Al Delemi

Abstract: The work is considered a two-fluid model of two-phase turbulent flow. The two phases are considered as two fluids which are distributed in the same volume. At appropriately limited movement of these two fluids is described by the usual equations of Reynolds type, the connection between them are the forces of interfacial interaction. They are described on the basics of the theory of two-phase turbulent flows with corresponding features in their modeling.

Keywords: two-fluid model, forces of interfacial interaction, tow-phase turbulent flow

1. Introduction

Much of contemporary research in the field of two-and multiphase flows are reduced to the court adequate to their physical model simulation software. This is done in order to minimize costly experimental studies and reduce their carrying only necessary to compare with the numerical results. Looking at things in this respect there is a need to create the necessary simulation to investigate the mathematical model of the flow.

2. Physical conditions

Acording Nigmaulin [12], the possibility of the existing in the same volume flows of the two fluids, different to each other with their specific physical parameters. The phase of impurities, which movement of which are define with its own parameters and can be described by the same equations of Reynolds type, as that donof gas or

liquid carrier medium. Of course, in this respect, it is introduce a series of restrictions that can be reduced to the following:

- The phase of impurities does not have its own internal stress tensor ie don't have pressure and viscosity. Here, however, it must be noted that in the phase of impurities exists tensor of additional turbulent stresses because they are not characteristic of the fluid, they are the quality of the flow. This means that the turbulent stresses are different from those of the carrier phase
- In connection with the above, it follows that at the phase of impurities can not be applied to the state equation (equation of Klaypeyron)
- The connection between the two systems of equations describing the motion of the two phases seen as two-fluid represented form interfacial interaction forces. However, in the system of equations for the carrier medium they are saved with the sign "-" and at the phase of impurities with "+" sign. That means that the phase of the carrier medium is a generator of the movement of the phase of impurities feeds it with its own amount of movement of energy.
- Phase of the impurities is perceived as non solid fluid environment. This is presented as follows: it is assumed that the time between two strokes τ_i of the particle is greater than of the relaxation time τ_r (for restoring parameters before the stroke):

$$\tau_i > \tau_r$$
 (1)

Lost in these strikes energy respectively the amount of movement is compensated by that of the carrier phase.

Indications: In a further investigation of all parameters of the carrier medium will be marked with index "g", and the phase of impurities with "p".

Basic concentration:

The volume concentration α is the volume of space occupied by the fluid phase of the impurities. In the model used here, it is about $\alpha \le 0,001$.

Mass concentration was determined according to [5] as follows:

Let denote with N_i the number of particles (molecules) per unit volume and thus to the mass m_i , in that the density of the n-th phase (component) is defined as:

$$\rho_i = N_i m_i \quad (2)$$

By definition, the density is mass per unit volume by summing the densities of all phases (components) of the mixture follows:

$$\rho = \sum_{i=1}^{n} N_{i} m_{i} = \sum_{i=1}^{n} \rho_{i} \quad (3)$$

The attitude:

$$\frac{\rho_i}{\rho} = \frac{N_i m_i}{\sum_{i=1}^n N_i m_i} = c_i \quad (4)$$

represents the mass concentration of the particles of the i-th phase (components) of the mixture. Sum of the mass concentrations $\sum_{i=1}^{n} c_i = 1$.

Too often in the analysis of two-phase flow, especially in two-phase turbulent jets [1, 2, 3, 4] is used and another recording for mass concentration significantly more convenient for the numerical solution of the tasks.

$$\chi = \frac{G_p}{G_g} \quad (5)$$

Between both mass concentrations exist the following relation:

$$c = \frac{\chi}{1+\chi} \quad ; \chi = \frac{c}{1-c} \quad (6)$$

Between concentration and volume or mass, there is the following relation [3]:

$$\alpha = \frac{\chi \rho_s}{\rho_p}$$
, $\alpha = \frac{c \rho_s}{(1-c) \rho_p}$ (7a)

or

$$\chi = \frac{\alpha \rho_p}{\rho_g}$$
, $c = \frac{\alpha \rho_p}{\rho_g + \alpha \rho_p}$ (7b)

3. Basic equation

Basic equations describing the motion of two-phase turbulent flows according to [6] have the form:

Equation of continuity for the gas (carrier) environment

$$\frac{\partial \rho_g}{\partial t} + div \left(\rho_g V_g \right) = 0 \quad (8)$$

Equation of continuity of impurities

$$\frac{\partial \rho_p}{\partial t} + div \left(\rho_p V_p \right) = 0 \quad (9)$$

Equation in stresses for the gas phase

$$\rho_{g} \frac{dV_{g}}{dt} = Div P + \rho_{g} F - \rho_{g} F_{gp} \quad (10)$$

Equation in stresses for the phase of impurity

$$\rho_p \frac{d\vec{V}_p}{dt} = -\rho_p \vec{F} + \rho_p \vec{F}_{gp} \quad (11)$$

Equation for the energy balance for the gas (carrier) phase (for an adiabatic process)

$$\rho_{g} \frac{dE_{g}}{dt} = div \left(P\vec{V}_{g} \right) + \rho_{g} q + \rho_{g} \vec{F} \vec{V}_{g} - \rho_{g} \vec{F}_{gp} \vec{V}_{g} \quad (12)$$

where, $E_g = U_g + \frac{1}{2}V_g^2 = c_v T_g + \frac{1}{2}V_g^2$ q-weighted volume flow of heat from impurities.

Equation for the energy balance of impurities

$$\rho_p \frac{dE_p}{dt} = -\rho_p q - \rho_p \vec{F} \vec{V}_p - \rho_p \vec{F}_{gp} \vec{V}_p \quad (13)$$

At $E_p = U_p + \frac{1}{2}V_p^2 = c_vT_p + \frac{1}{2}V_p^2 - c_v$ specific heat of impurities. At isothermal flow q = 0, $U_g = const$, $U_p = const$, from which the energy of the phases follows $E_g = \frac{1}{2}V_g^2$, $E_p = \frac{1}{2}V_p^2$ in which the equations for the balance of the energy of the carrier phase and impurities accepted species:

$$\rho_{g} \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} V_{g}^{2}\right) = div \left(P \vec{V}_{g}\right) + \rho_{g} \vec{F} \vec{V}_{g} \quad (14)$$

$$\rho_{p} \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} V_{p}^{2}\right) = -\rho_{p} \vec{F} \vec{V}_{p} \quad (15)$$

Where designations are introduced:

 $\overrightarrow{V_g}; \overrightarrow{V_p}$ - the velocity of the carrier medium and impurities

 $\rho_g; \rho_p$ - the density of the carrier medium and the phase of the impurities

P - tensor of the stresses

 \vec{F} - intensity of the field of body forces

 $\overline{F_{gp}}$ - forces of interface interaction

 $E_g; E_p$ - total energy of the carrier phase and impurities

 $U_g; U_p$ - internal energy of the carrier phase and impurities

 $T_g; T_p$ - temperature of the carrier phase and the impurities

4. Forces of interfacial interaction

The existence of the force interaction between the two phases (the forces of interaction between phase $\mp \vec{F}$) and the presence of heat transfer between them, determines the existence of the difference between the velocities of the phases $\vec{V_g} \neq \vec{V_p}$, if we have an non-isothermal flow then and the temperatures $T_g \neq T_p$ are include. The difference of the velocities of the phases necessary to introduce a relative velocity between them, or a slip velocity $\vec{V_r} = \vec{V_p} - \vec{V_g}$, respectively non-isothermal flow, and relative temperature $T_r = T_p - T_g$. In these cases, examination of the two phase flow when it is taken in the differential velocities of the phases, refer to so-called. two-speed or two-fluid model of the flow, respectively, a decision or research. This model is related to the recording of the forces of the interfacial reaction and determine in each point of the current gear, respectively. the temperatures of the two phases. The resistance force is defined as the law of Stokes:

 $\overrightarrow{f_A} = -3\mu\pi d_p \left(\overrightarrow{V_{pi}} - \overrightarrow{V_{gi}} \right) \quad (16)$

This formula is valid for stationary wrapping of spherical particle. Resistance aerodynamic force that is taught in fluid mechanics has the form:

$$\overrightarrow{f_A} = 0.5C_R s \rho_g \left| \overrightarrow{V_g} - \overrightarrow{V_p} \right| \times \left(\overrightarrow{V_g} - \overrightarrow{V_p} \right)$$
(17)

where:

s - middle cross section

 C_R - aerodynamic drag coefficient, which depends on the Reynolds number defined as follows:

$$\operatorname{Re}_{p} = \frac{\left(V_{g} - V_{p}\right)D_{p}}{\upsilon} \quad (18)$$

 ρ_g - density of the carrier medium, ν - kinematic viscosity of the carrier medium In equation (17) introduces relative velocity or velocity of the slip: wherein in the equation is obtained:

$$\vec{f_A} = 0.5C_R s \rho_g g \left| \vec{V_r} \right| \vec{V_r} \quad (19)$$

To determine $\overrightarrow{f_A}$ is necessary to find first the coefficient C_R . In analytical investigation is used relatively simple relationships such Shayber [12] Gavin [7] and Antonov [5] apply:

$$C_R^0 = \frac{24}{\text{Re}_p} \left(1 + 0.179 \,\text{Re}_p^{0.5} + 0.013 \,\text{Re}_p \right) \quad (20)$$

which is valid for a wide range.

The influence of the rarefaction of the gas as carrier medium [6] leads to a reduction of the drag coefficient.

<u>Force of Magnus</u> - It is defined by the relationship:

$$\vec{f}_{M} = K_{M} \rho_{g} D_{p}^{3} \left[\vec{V}_{r} \mathbf{x} \vec{\omega}_{p} \right]$$
(21)

The force is result from the rotational and translational movement of the particle. It is known that at the wrapping of a body from parallel circulation flow is occur lift forces directed perpendicular to the parallel flow in the direction of circulation around the body - Zhukovsky theorem. In the case of circulating wrapping it is arises rotation of the body about its axis. (Fig. 1)



<u>Force of Saffman</u> – occurring in the presence of strong velocity gradient. Similar is the case with jet streams [12]:

$$f_{s} = k_{s} \nu \rho_{g} D_{p} \left(u_{g} - u_{p} \right) \sqrt{\frac{\partial u_{g}}{\partial y}} \quad (22a)$$

Or at [21]:

$$f_{s} = C_{s} \sqrt{\rho_{g} \mu} \left(\frac{D_{p}}{2}\right)^{2} \sqrt{\frac{\partial u_{g}}{\partial y}} \quad (22b)$$

where $K_s = \frac{C_s}{4} = 1,71$, $C_s = 6,46$. Conclusion [11] is valid for

$$u_{g}\sqrt{v\frac{\partial y}{\partial u_{g}}} << 1$$
, Re_p << 1.



Fig.2

Force of thermophoresis - At unevenness of the temperature field in the case of nonisothermal flow the impurities particle are moving from the heated to cooler areas [6] The phenomenon is known as "thermophoresis." This effect depends from the degree of dilution of the gas medium. For numbers $Kn \ll 1$ which are satisfies the gas medium with a small degree of dilution force of thermophoresis can be determined by the expression:

$$\vec{f}_{T} = -4.5 v^{2} \left(\frac{\rho_{g}}{T_{g}}\right) D_{p} \frac{\lambda_{g}}{\left(2\lambda_{g} + \lambda_{p}\right)} \nabla T_{g} \quad (23)$$



5. Conclusion

This work describes a modern method for modeling of two-phase flows. A two-fluid mathematical model is closer to the physical nature of the flow. On the base of the receiving differential equations can be solve the problem numerically using the corresponding boundary and initial conditions for the particular scientific problem

REFERENCES

[1] Abramovich G.N. Theory of turbulent jets, M., 1960

[2] Abramovich G.N., T. A. Girshovich, S. Krashenikov, A. Sekundov, I. Smirnov, , Theory of turbulent jet, M, 1984

[3]Antonov I.S. Modeling of two-phase turbulent jet, work for Doctor of Science, Sofia, 1995

[4]Antonov I.S., W.T.Nam, Numerical methods for Modellind of Two-fhase Turbulent Swirling Jets, Intern.symposium on Hydro- and Aerodynamics in Marine Engineer! HADMAR'91, 28 oct.-I nov. 1991. Proceedings, voi.1, 34-1 - 34-5.(д)

[5]Antonov I.S. N.T. Nam Two-fluid integral method for numerical investigation of two-phase turbulent jet, VMEI – Sofia, v. 45, book 3, 1990

[6]Antonov I.S. Apllied fluid mechanics, Sofia, 2010

[7]Buckley, R.L.,S.K.Loyaika, Cunningham correction factor and accommodation coefficient interpretation of Millikan'S data, J.Aerosol.Sci., 20, 3, 1989, p.p.347-349

[8]Chepmen S., T. Kuling, Matematical theory of heterogeneous gases, M. 1960

[9]Eighobashi,S.E., T.W.Ahou-Arab, A two-equation turbulence model for two-fhase fiow, Phys.Fiuids, 26, 4, 1983, p.p.931-938

[10]Gorbis Z.R. Toplobemn dispersnah skovoznah potokov, Energy M.L. 1964

[11]Jennings,S.G., The mean free path in air, J. Aerosol Sci., 19, 2, 1988, p.p.159-166 [12]Nigmatulin R.I. Osnovi mehaniki geterogenah sred, M. Nauka, 1978

[13] Shrajber A.A., K statistecheskoj theory polidispersnogo dwuaznogo techenie s koagolacii I droblenem chastic, SSSR, Fluid mechanics book 1, 1991

[14]Tchen,C.M., Mean value and correlation problems connected with the motion of small particle suspended in a turbulent fluid, Kage:Mar.Nijhoff4S47.

Authors: Ivan Antonov, prof. DSc - dept. "Hydroaerodynamics and Hydraulic Machines", Faculty of Power Engineering and Power Machines, Technical University of Sofia, E-mail address: *mfantonov@abv.bg*; Ahmed Al Delemi, assoc. prof. PhD - University of Bagdad, E-mail address: *dr.ahmedkhlf@yahoo.com*

Постъпила на 09.05.2013

Рецензент доц. д-р Е. Агонцев