



ISSN 1311-0829

**ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ
УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ
Том 62, книга 4, 2012**



**PROCEEDINGS OF TECHNICAL
UNIVERSITY OF SOFIA
Volume 62, Issue 4, 2012**

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор

проф. дтн Емил НИКОЛОВ

зам. главен редактор

проф. дтн Елена ШОЙКОВА

членове

проф. дтн Георги ПОПОВ

проф. дтн Иван КОРОБКО

проф. дфн Иван УЗУНОВ

проф. дтн Иван ЯЧЕВ

проф. дтн Кети ПЕЕВА

проф. дтн Ганчо БОЖИЛОВ

проф. д-р Бончо БОНЕВ

проф. д-р Евелина ПЕНЧЕВА

проф. д-р Иво МАЛАКОВ

проф. д-р Младен ВЕЛЕВ

проф. д-р Огнян НАКОВ

секретар-организатор

инж. Мария ДУХЛЕВА

EDITORIAL BOARD

Editor -in -Chief

Prof. D.Sc. Emil NIKOLOV

Editor -in -Vice -Chief

Prof. D.Sc. Elena SHOYKOVA

Editors

Prof. D.Sc. Georgi POPOV

Prof. D.Sc. Ivan KOROBKO

Prof. D.Sc. Ivan UZUNOV

Prof. D.Sc. Ivan YACHEV

Prof. D.Sc. Keti PEEVA

Prof. D.Sc. Gantcho BOJILOV

Prof. Ph.D. Boncho BONEV

Prof. Ph.D. Evelina PENCHEVA

Prof. Ph.D. Ivo MALAKOV

Prof. Ph.D. Mladen VELEV

Prof. Ph.D. Ognyan NAKOV

Organizing Secretary

Eng. Maria DUHLEVA

Технически университет-София
София 1000, бул. "Кл. Охридски" 8
България <http://tu-sofia.bg>

Technical University of Sofia
Sofia, 1000, boul. Kliment Ohridski 8
Bulgaria <http://tu-sofia.bg>



© Технически Университет-София
© Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

СЪДЪРЖАНИЕ том 62 кн. 4

МАТЕМАТИКА, АВТОМАТИКА, ЕЛЕКТРОТЕХНИКА, ТРАНСПОРТ, ЕЛЕКТРОНИКА

1. Славчо Давидов, Кирил Стойков.	9
<i>Контролно-измервателни устройства за синхронни генератори с безконтактна система за възбуждане</i>	
2. Деница Държанова.	15
<i>Измерване на индуктивност посредством заряден процес в колебателен R-L-C контур</i>	
3. Иван Кралов.	23
<i>Ново решение за снижаване на шума от релсов транспорт</i>	
4. Ганчо Божилов.	31
<i>Анализ на параметрите на постояннотокови машини при повреди в намотките</i>	
5. Ганчо Божилов, Георги Тодоров.	39
<i>Анализ и диагностика на междунавивково късо съединение в първичната намотка на трансформатор</i>	
6. Валентин Видеков	47
<i>Методика за изследване механична устойчивост на наноструктуриран оксид</i>	
7. Валентин Видеков, Боряна Цанева, Дмитрий Плякин.	55
<i>Изследване на наноструктуриран оксид</i>	
8. Даниела Минковска, Йордан Марков.	61
<i>Проектиране на основните елементи на комуникационен модул в GPS система</i>	
9. Владимир Христов.	69
<i>Адаптивен алгоритъм за оценка на котвеното съпротивление на постояннотоков двигател</i>	
10. Адриана Георгиева.	79
<i>Функционално описание и проектиране на приложение с ускорена обработка на XML йерархия</i>	
11. Адриана Георгиева, Росица Андреева.	87
<i>Реализация на паралелен XML парсер с помощта на многонишково програмиране на JAVA</i>	
12. Живко Георгиев	95
<i>Уравнения за анализ на нелинейни дискретни предавателни линии</i>	
13. Дияна Господинова, Ивайло Иванов, Петър Динев, Люсиен Велева, Алехандро Гутиерес.	103
<i>Плазмено подпомогната огнезащита на дървесина от ТЦАЛАМ (Lysiloma Bahamensis) - I</i>	
14. Дияна Господинова, Ивайло Иванов, Петър Динев, Люсиен Велева, Алехандро Гутиерес.	113
<i>Плазмено подпомогната огнезащита на дървесина от ТЦАЛАМ (Lysiloma Bahamensis) - II</i>	

15. Райна Ценева	123
<i>Моделиране на електрическото поле в болтови шинни съединения от алуминиева сплав с надлъжни процени</i>	
16. Костадин Миланов, Райна Ценева	131
<i>Изследване на индуктори за намагнитване на магнитни системи с редкоземни магнити</i>	
17. Костадин Миланов, Минчо Минчев, Михаела Славкова	137
<i>Изследване влиянието на вихровите токове при импулсно намагнитване на системи с постоянни магнити</i>	
18. Валентин Матеев, Анелия Терзова, Илиана Маринова	145
<i>Оптимизация на конструкцията на система за магнитно-резонансна образна диагностика</i>	
19. Симона Петракиева, Галя Георгиева-Таскова, Захари Иванов.	153
<i>Влияние на промяната на захранващото напрежение върху светлинния поток на разрядните лампи</i>	
20. Димо Чотров, Стоян Малешков	161
<i>Изследване на методи и средства за проектиране и реализация на достъпна преносима система за виртуална реалност за решаване на инженерни задачи</i>	
21. Емил Николов, Нина Николова, Василка Стоилова, Борис Грасиани	169
<i>Фрактално управление с приближена размерност на пространствената разпределеност</i>	
22. Георги Полихронов, Красимир Неделчев, Иван Кралов	179
<i>Геометричен синтез на местоположението на допълнителната маса върху тънкостенна плоча с цел изменение на определени собствени честоти при различни гранични условия</i>	
23. Георги Михов	189
<i>Измерване на честота и на амплитуда на мрежовисмущения чрез субтракционната процедура</i>	
24. Весела Карлова-Сергиева	199
<i>Моделиране на неопределеност в параметрите на обект за управление</i>	

CONTENTS Volume 62 Issue 4

MATHEMATICS, AUTOMATICS, ELECTROTECHNICS, TRANSPORTATION, ELECTRONICS

1. Slavcho Davidov, Kiril Stoykov.	9
<i>Control-Measurement Devices for Synchronous Machines with Contactless Excitation</i>	
2. Denitsa Darzhanova.	15
<i>Inductance Measurement by Means of a Charging Process in an Underdamped R-L-C Circuit</i>	
3. Ivan Kralov.	23
<i>A New Solution for the Railway Noise Reduction</i>	
4. Gantcho Bojilov.	31
<i>Analysis of the Performances of the DC Machines in Case the Failures of Their Windings “</i>	
5. Gantcho Bojilov, George Todorov	39
<i>Analysis and Fault Diagnostics of an Interturn Short-Circuit in Transformer’s Primary Winding</i>	
6. Valentin Videkov	47
<i>Methodology of Investigation Mechanical Stability of Nanostructured Oxide</i>	
7. Valentin Videkov, Boryana Tzaneva, Dmitry Plyakin	55
<i>Study of Nanostructured Oxide</i>	
8. Daniela Minkovska, Jordan Markov	61
<i>Design of Main Elements of Communication Module in a GPS System</i>	
9. Vladimir Hristov.	69
<i>Adaptive Algorithm for Estimating the Armature Resistance of DC Motor</i>	
10. Adriana Georgieva.	79
<i>Function Description and Application Design of XML Hierarchy with Speed up Processing</i>	
11. Adriana Georgieva, Rositsa Andreeva.	87
<i>Parallel XML Parser Realization Using JAVA Multithreaded Programing</i>	
12. Zhivko Georgiev.	95
<i>Equations for the Analysis of Nonlinear Discrete Transmission Lines</i>	
13. Dilyana Gospodinova, Ivajlo Ivanov, Peter Dineff, Lucien Veleva and Alejandro Gutierrez	103
<i>Plasma Aided Flame Retardation of TZALAM Wood (Lysiloma BAhamensis) - I</i>	
14. Dilyana Gospodinova, Ivajlo Ivanov, Peter Dineff, Lucien Veleva and Alejandro Gutierrez	113
<i>Plasma Aided Flame Retardation of TZALAM Wood (Lysiloma BAhamensis) - II</i>	
15. Raina Tzeneva	123
<i>Modeling of Electrical Field in Aluminium Alloy Bolted Busbar Connections with Longitudinal Slots</i>	
16. Kostadin Milanov, Raina Tzeneva.	131
<i>Investigation of Inductors for Magnetization of Magnetic Systems with Rare Earth Magnets</i>	

17. Kostadin Milanov, Mincho Minchev, Mihaela Slavkova	137
<i>Investigation of Eddy Current Influence at Pulse Magnetization in Systems with Permanent Magnets</i>	
18. Valentin Mateev, Aneliya Terzova, Iliana Marinova	145
<i>Optimization of Magnetic Resonance Imaging System Construction</i>	
19. Simona Petrakieva, Galia Georgieva-Taskova, Zahari Ivanov.	153
<i>Effect of the Supplying Voltage Variation on the Luminous Flux in Discharge Lamps</i>	
20. Dimo Chotrov, Stoyan Maleshkov.	161
<i>Methods and Tools for Design and Implementation of an Affordable Mobile Virtual Reality System for Solving Engineering Problems</i>	
21. Emil Nikolov, Nina G. Nikolova, Vassilka Stoilova, Boris Grasiani	169
<i>Fractional Control with Approximate Dimension of the Spatial Distribution</i>	
22. Georgy Polihronov, Krasimir Nedelchev, Ivan Kralov	179
<i>Geometrical Synthesis of the Additional Mass Position over a Thin Plate for Changing Some of the Natural Frequencies in Different Boundary Conditions</i>	
23. Georgy Mihov.	189
<i>Power-Line Interference Frequency and Amplitude Measurement Using the Subtraction Procedure</i>	
24. Vessela Karlova-Sergieva.	199
<i>Modelling of Uncertainty in the Plant Parameters</i>	

Author's Index Volume 62 Issue 4

<i>No</i>	<i>author</i>	<i>author</i>	<i>page</i>
1	Adriana	Georgieva	79, 87
2	Alejandro	Gutierrez	103, 113
3	Aneliya	Terzova	145
4	Boris	Grasiani	169
5	Boryana	Tzaneva	55
6	Daniela	Minkovska	61
7	Denitsa	Darzhanova	15
8	Dilyana	Gospodinova	103, 113
9	Dimo	Chotrov	161
10	Dmitry	Plyakin	55
11	Emil	Nikolov	169
12	Galia	G.-Taskova	153
13	Gantcho	Bojilov	31, 39
14	Georgy	Mihov	189
15	Georgy	Polihronov	179
16	George	Todorov	39
17	Iliana	Marinova	145
18	Ivajlo	Ivanov	103, 113
19	Ivan	Kralov	23, 179
20	Jordan	Markov	61
21	Kiril	Stoykov	9
22	Kostadin	Milanov	131, 137
23	Krasimir	Nedelchev	179
24	Lucien	Veleva	103, 113
25	Mihaela	Slavkova	137
26	Mincho	Minchev	137
27	Nina G.	Nikolova	169
28	Peter	Dineff	103, 113
29	Raina	Tzeneva	123, 131
30	Rositsa	Andreeva	87
31	Simona	F.-Petrakieva	153
32	Slavcho	Davidov	9
33	Stoyan	Maleshkov	161
34	Valentin	Mateev	145
35	Valentin	Videkov	47, 55
36	Vassilka	Stoilova	169
37	Vessela K.	Sergieva	199
38	Vladimir	Hristov	69
39	Zahari	Ivanov	153
40	Zhivko	Georgiev	95

Volume 62 Issue 4

pages
208

articles
24

authors
40

КОНТРОЛНО-ИЗМЕРВАТЕЛНИ УСТРОЙСТВА ЗА СИНХРОННИ ГЕНЕРАТОРИ С БЕЗКОНТАКТНА СИСТЕМА ЗА ВЪЗБУЖДАНЕ

Славчо Давидов, Кирил Стойков

Резюме: В работата се предлага схема за безконтактно измерване на възбудителния ток в безчеткови синхронни генератори и двигатели с използване на датчик на Хол. Разгледан е начин за контрол на целостта(изправността) на предопазителите на мостов изправител монтиран върху ротора на синхронните машини. За тази цел се използват оптикоелектронни прибори.

Ключови думи: безчеткови синхронни генератори, датчик на Хол, мостов изправител, оптикоелектронни прибори

CONTROL-MEASUREMENT DEVICES FOR SYNCHRONOUS MACHINES WITH CONTACTLESS EXCITATION

Slavcho Davidov, Kiril Stoykov

Abstract: Contactless measurement of the excitation current in brushless synchronous generators and motors using Hole's sensor, is proposed. The contactless approach for control of the completeness of the fuses of the bridge rectifier, mounted on the synchronous machine's rotor, is discussed. For this purpose the optic-electronical devices are used.

Keywords: synchronous machine, brushless synchronous generators, optic-electronical.

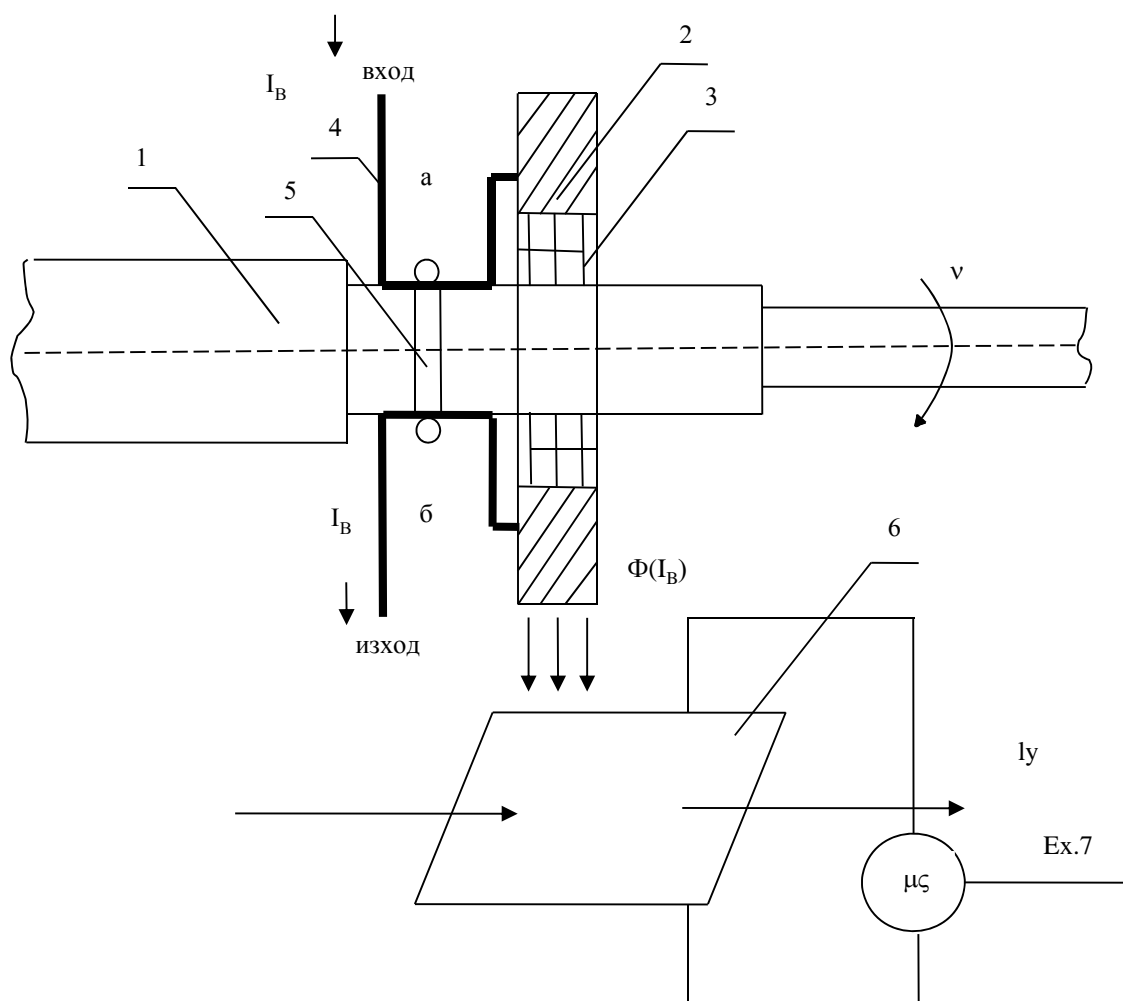
1. УВОД

Синхронните машини са в основата на енергетиката в света. Една от най-съвременните тенденции за усъвършенстването им е замяната на плъзгащия електрически контакт с безконтактно възбуждане. Основава се на използването на синхронен възбудител. По същество, възбудителят е синхронен генератор от обрнат тип – с индуктор на статора и котва на ротора. Този възбудител е източник на променливо трифазно напрежение, което се изправя от въртящ се изправител. Изправителят и роторната намотка са монтирани на вала на синхронната машина, поради което отпада необходимостта от контактни пръстени. Така полученото напрежение се подава към възбудителната намотка на синхронния генератор.

В техническата литература, въпросът за безконтактните възбудителни системи е анализиран доста подробно. Например в [1] се разглеждат различни видове безконтактни възбудителни системи. Анализират се изправителните устройства както от диоден тип, така и тиристорните управляеми изправители. В [2] се разглеждат въпросите за автоматичното регулиране на напрежението.

Един от проблемите на безконтактното възбуждане е свързан с безконтактното измерване на възбудителния ток. Този въпрос информативно е разгледан в [3]. В [4] е предложен един начин на измерване на възбудителния ток. Той се основава на индуктирането на електродвижещо напрежение, пропорционално на магнитния поток създаден от една навивка на възбудителната намотка на синхронния генератор. Предложено е за измерването да се използва мини предавател. Няма посочени схемни решения.

Доста сериозен въпрос при синхронните машини с безконтактни системи за възбуждане е и контролирането на целостта (изправността) на предпазителите на въртящия се изправител. В [4] контролирането се извършва визуално (използват се глим-лампи). Подобни разглеждания са направени [5] и [6]. И по този въпрос няма схемни решения.



Фиг.1. Схема за безконтактно измерване

В настоящата работа се предлага възбудителният ток да се измерва със статичен датчик на Хол, а контролирането на целостта на предпазителите да става по оптичен начин.

2. БЕЗКОНТАКТНО ИЗМЕРВАНЕ НА ВЪЗБУДИТЕЛНИЯ ТОК

На фиг.1 е показана принципната схема на устройство за безконтактно измерване на възбудителния ток при синхронни машини.

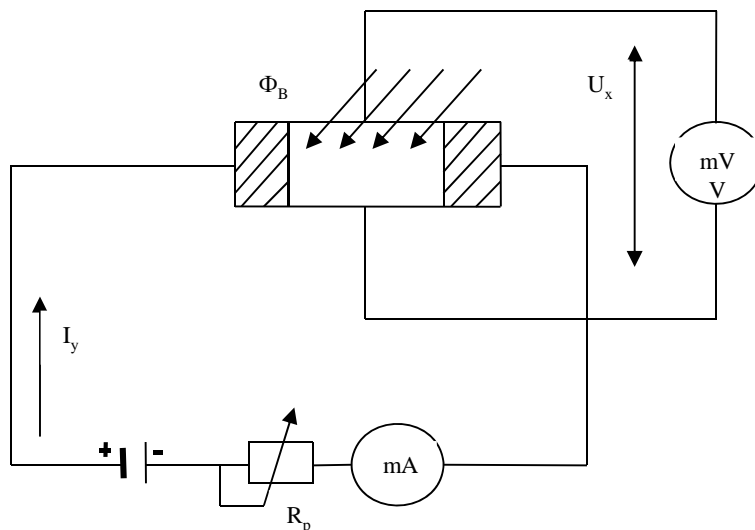
Металният пръстен 2 е монтиран на вала на синхронната машина, като същият е изолиран от вала с помощта на изолационната втулка 3. Възбудителният ток се подвежда към пръстена чрез проводника 4 в т.а. Токът се отвежда от пръстена в т.б на 180° спрямо точка а. При такова преминаване на тока по пръстена се изключва намагнитване на вала. Проводниците се укрепват към вала чрез елемента 5. Токът минава по пръстена, създава магнитен поток Φ_B , който е пропорционален на възбудителния ток I_B . Така създаденият магнитен поток, респективно възбудителен ток се измерва с помощта на елемента б, който по същество е датчик на Хол. В датчика се индуцира е.д.н. E_x , което напрежение се измерва от измервателен уред 7.

Математически, индуцираното е.д.н. се определя чрез израза:

$$E_x = K_x \frac{I_y \cdot \Phi_B(I_B)}{d},$$

където K_x е константа за съответния тип датчик на Хол; I_y - управляващ ток от източник за постоянно напрежение; d - дебелина на датчика.

Схемата на свързване на датчика е показана на фиг.2.

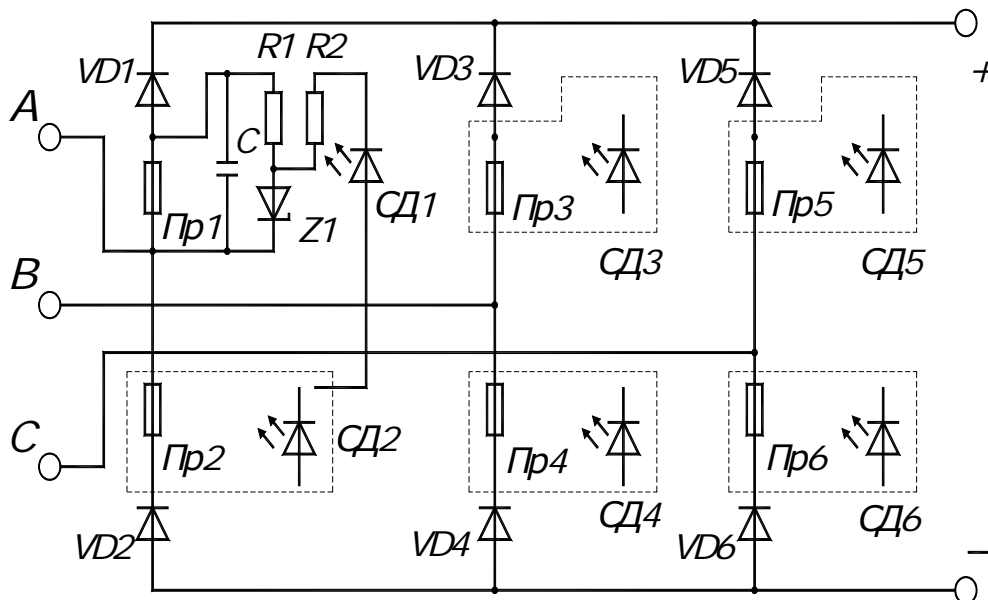


Фиг.2. Схема на свързване на датчика на Хол

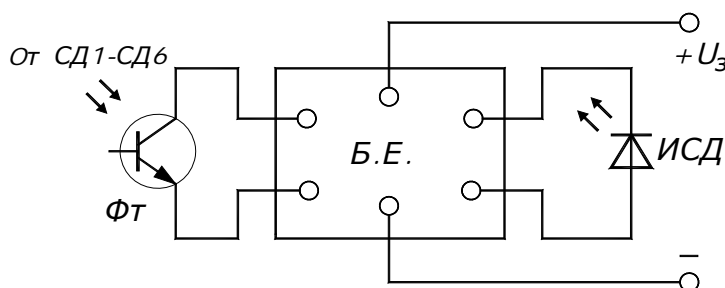
Предложените схеми са приложими както при синхронните генератори, така и при синхронните двигатели.

3. УСТРОЙСТВО ЗА КОНТРОЛ НА ЦЕЛОСТТА НА ПРЕДПАЗИТЕЛИТЕ НА ИЗПРАВИТЕЛЯ

Електрическата схема на безконтактното устройство за контрол изправността на предпазителите е показана на фиг.3, фиг.4 и фиг.5.

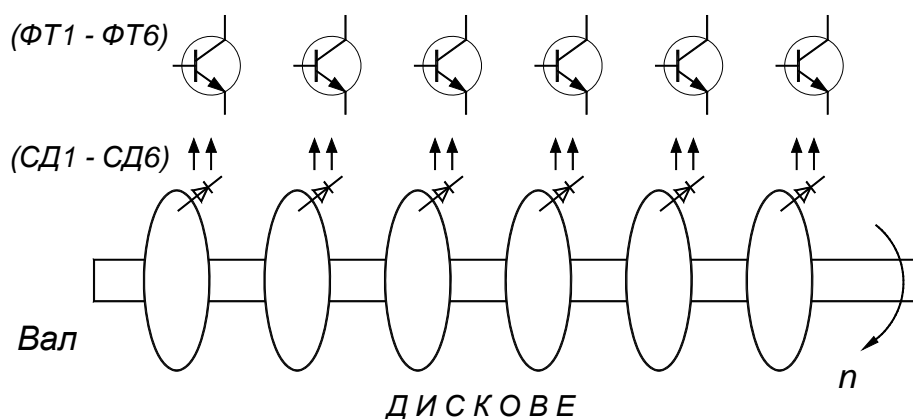


Фиг.3. Електронна група от ценер-диод и светодиоид



фиг.4. Фотоелектронно устройство

Устройството е безконтактно. Към всеки предпазител се включва успоредно една електронна група. Предлаганото устройство съдържа шест такива групи, тъй като в схемата има шест предпазителя. Всяка група е монтирана върху диск, разположен на вала на синхронната машина. Дисковете са изолирани от вала. Те са също шест на брой (фиг.5). По периферията на дисковете се разполагат светодиодите, които ще дават сигнал за целостта на предпазителите.



фиг.5. Дискowe върху които се разполагат светодиодите

Сигналът от светодиодите се приема от фотоелектронно устройство, което е статично (фиг.5). То се състои от приемащ елемент, фототранзистор – (ФТ1 – ФТ6), електронен блок и индуциращ светодиодиод (СД1 – СД6).

Принципът на действие е следния:

При изгаряне на предпазител (Пр.1 – Пр.6) (фиг.3), съответният светоизлъчващ диод променя състоянието си. Сигналът от него се приема от фотоелектронното устройство (фиг.4), настъпва промяна на състоянието на това устройство и светва съответният индуциращ светодиодиод. Необходимото напрежение на светодиода се получава от пада на напрежението върху самия предпазител. Този пад се изменя в зависимост от регулирането на възбуждането. За да се стабилизира това напрежение се използва параметричният стабилизатор състоящ се от ценер – диод Z и резистор R (Z 1-Z 6 и R1 – R6) – фиг.3.

Така се получава информация за настъпила повреда в някои от предпазителите.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разгледаните устройства за безконтактно измерване на възбудителния ток и контрол целостта на предпазителите на изправителя при синхронни генератори с безконтактна система за възбуждане са експериментирани със синхронен генератор – безчетков със следните параметри: мощност 10kVA; напрежение 380V и обороти $n = 1000\text{min}^{-1}$.

Предложените схеми са бързодействащи, по-точни в сравнение със съществуващите в литературата и дават информация за нарушаване целостта на предпазителите на изправителя, захранващ синхронния генератор. Това дава възможност на обслужващия персонал бързо и навременно да взема решение за отстраняване на детектираната неизправност.

5. ЛИТЕРАТУРА

[1] Глебов А., Логинов И. Системы возбуждения и регулирования синхронных двигателей. Энергия, Л., 1982.

- [2] Лищенко А. И. Бесконтактные синхронные машины с автоматическим регулированием возбуждения. Наукова думка, К., 1980.
- [3] Соловьев И. И. Автоматические регуляторы синхронных генераторов. М., Энергоиздат, 1991.
- [4] Глебов И. А., Системы возбуждения мощных синхронных машин. Л., Наука, 1979.
- [5] Hoffman A. P., Excitation control for synchronous motors. Pat. 338195, 1998.
- [6] Turutner I., Schutreinrichtung fur Synchronmaschine. Pat. German. №2716206, 1985.

Автори: Кирил Стойков, гл. ас. инж., кат. "Обща електротехника", Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: k_stoykov@tu-sofia.bg; Славчо Давидов, доц. д-р, ВТУ "Т. Каблешков"

Постъпила на 18.07.2012

Рецензент доц. д-р маг. инж. Симона Петракиева

ИЗМЕРВАНЕ НА ИНДУКТИВНОСТ ПОСРЕДСТВОМ ЗАРЯДЕН ПРОЦЕС В КОЛЕБАТЕЛЕН R-L-C КОНТУР

Деница Държанова

Резюме: *Анализиран е подход за измерване на индуктивност, която е част от измервателна R-L-C верига с параметри определящи „колебателен преходен заряд-разряден процес“. Тази теоретична възможност позволява едновременно определяне на параметрите L-R на неизвестна линейна индуктивност. Измерването може да се проведе както при постоянно напрежение, така и при променливо напрежение с някои ограничения. Анализирани са особеностите свързани с приложението на този подход посредством моделиране в PSpice програмна среда. Направени са препоръки с оглед гарантиране на точността на измерването.*

Ключови думи: *Индуктивност, колебателен R-L-C контур, моделиране*

INDUCTANCE MEASUREMENT BY MEANS OF A CHARGING PROCESS IN AN UNDERDAMPED R-L-C CIRCUIT

Denitsa Darzhanova

Abstract: *An approach for inductance measurement being part of an under damped R-L-C measurement circuit is analysed. The current in such circuit is oscillating, which makes it possible theoretically to evaluate the L-R parameters simultaneously. The measurement process can be provided both with DC supply voltage and AC voltage under certain limits. Some application features have been analyzed by modeling in PSpice program environment. Suggestions are provided to guarantee the accuracy of the measurement.*

Key words: *Inductance, oscillating R-L-C circuit, modeling*

1. Въведение.

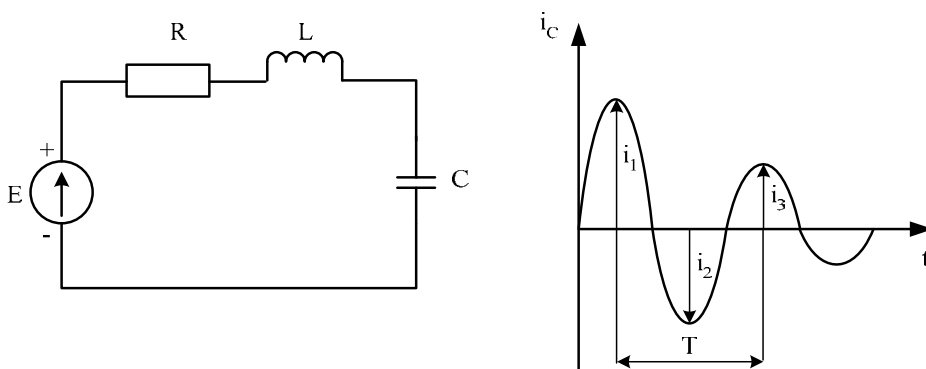
Изборът на подход за измерване на индуктивността на бобина или друго електротехническо съоръжение зависи силно от конкретните обстоятелства (очаквана стойност на индуктивността, честотен диапазон, характер и структура на съоръжението обект на измерване и други). Класическите мостови измервателни схеми [1,2] са предпочитани когато обектът на измерване е компактно съоръжение (напр. бобина) и стойността е в диапазона на възможностите на измервателния мост. В масовата лабораторна практика за такива случаи често се използва и метода на “волтметъра и амперметъра” за изчисление на импеданса на бобината,

респективно на нейната индуктивност при захранване с напрежение с мрежова честота. Прилагат се и методи чрез регистрация на преходния ток в постоянно токова верига $L-R$ верига [2] и измерване на електромагнитната времеконстанта $T = \frac{L}{R}$, а оттам и на индуктивността. В слабопотоковата техника се прилага и т.н "резонансен метод" [1,2], при който се измерва резонансната честота в $L-C$ контур с еталонен кондензатор. В този случай се налага задължително да се държи сметка за качествения фактор на бобината, т.е за активното ѝ съпротивление - неотменна част от измервателния контур.

В предлагания материал е анализирана една възможност за измерване едновременно както на индуктивността L , така и на активното съпротивление R на бобина или друго специфично за практиката енергийно съоръжение с такъв характер. Като пример могат да се посочат части от електрическа верига, напр. двупроводна въздушна или кабелна линия, индуктивност на разсейване на трансформаторна намотка и др. Необходимата информация се търси чрез измерване на параметрите на колебателния преходен процес – собствената честота (период) на преходния колебателен ток и на декремента на затихването [4]. Анализът е проведен чрез моделиране на преходни процеси в PSpice програмна среда [3], при постояннопотоково и променливотоково захранване.

2. Теоретична постановка на задачата за измерване

На фиг.1 са показани принципната схема на включване на $R-L-C$ контур с колебателен характер към източник на постоянно напрежение и съответната графична промяна на зарядния ток през кондензатора.



Фиг.1

При колебателен характер на контура за тока е в сила уравнението [4]

$$i_C = \frac{E}{\omega_0 L} e^{-bt} \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (1)$$

където: $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} = \sqrt{\frac{1}{LC} - b^2}$ е собствената кръгова честота на контура;

$b = \frac{R}{2L}$ е коефициента на затихване;

$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ е периода на колебание.

Като се използва логаритмичният декремент на затихване $\ln A = \frac{2\pi b}{\omega_0} = \frac{i_1}{i_3}$ [4],

например като отношение на първата и трета амплитуда на зарядния ток (фиг.1), за стойностите на участващите в контура индуктивност L и съпротивление R след преработка за тях се получават изразите

$$L = \frac{1}{C(\omega_0^2 + b^2)} \quad ; \quad R = 2.b.L \quad (2)$$

Ясно е, че ако се използва еталонен кондензатор с известна стойност C , и се измерят от осцилограмата на тока величините T_0 и A , могат да се изчислят величините ω_0 и b , а оттам и стойностите на L и R . Точността ще зависи от грешката с която се измерват T_0 и A .

Тези изрази за удобство са преработени до изразите (3) в които фигурират директно измерваните величини $T_0, \mu s$; i_1, A ; i_3, A и известната величина капацитет на еталонен кондензатор $C, \mu F$

$$L = \frac{T^2}{C[(\ln A)^2 + (2\pi)^2]} \quad ; \quad R = \frac{2T.\ln A}{C[(\ln A)^2 + (2\pi)^2]} \quad (3)$$

Преходният процес при включване на такъв контур към променливо синусоидално напрежение $U(t) = U_m \sin(\omega t + \psi)$ е по-сложен. Известно е [4] решението за зарядния ток в най-общ вид, в което съгласно уравнение (4) участват три съставки: i_1 с мрежова честота ω , и i_2 и i_3 със собствената честота на контура ω_0 .

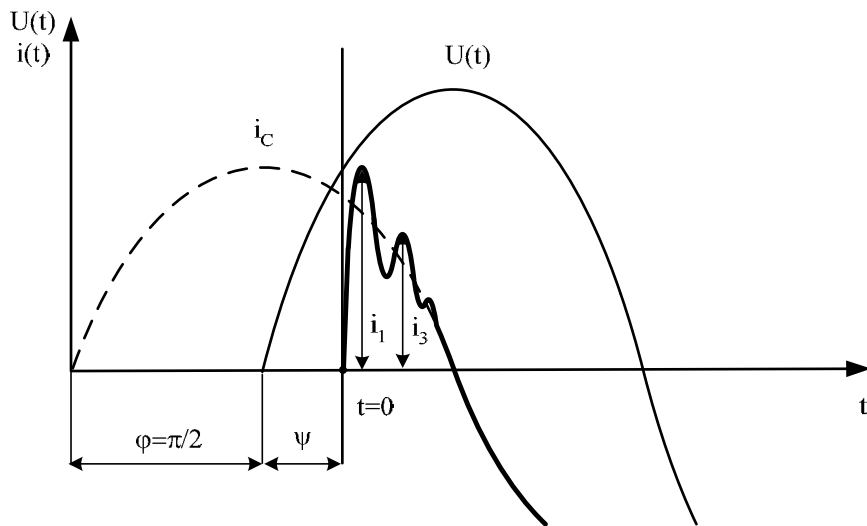
$$i(t) = i_1 - i_2 - i_3 = I_m \sin(\omega t + \psi_i) - I_m e^{-bt} \left(\frac{\cos \psi_i}{\omega.\omega_0 LC} - \frac{b}{\omega_0} \sin \psi_i \right) \sin \omega_0 t - I_m e^{-bt} \cdot \sin \psi_i \cos \omega_0 t \quad (4)$$

където: $I_m = \frac{U_m}{Z}$ е амплитудата на принудения ток във веригата;

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad ; \quad \psi_i = \psi + \frac{\pi}{2} \quad (5)$$

На фиг.2 зарядният ток е показан илюстративно с плътна линия. На анализ е подложен само един характерен случай от огромното число възможни комбинации на R , L и C , при които капацитивното съпротивление на кондензатора $X_C = \frac{1}{\omega C}$ преобладава съществено в импеданса на контура Z за основната честота ω , т.е. $Z \approx X_C$. В такъв случай фазата φ на принудения ток в измервателната верига може да се приеме за $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

Наличието на съставката i_1 показва, че в чист вид понятието декремент на затихване не може да се ползва. Все пак, може да се намерят и препоръчат ограничителни условия, при които тази съставка i_1 има нищожен принос в това уравнение, т.е с малка грешка да се използва изразът $A = b.T$ като “псевдо-декремент” и за този случай.



Фиг.2

Като първо ограничително условие може да се постави изискване собствената честота ω_0 на контура да бъде много по-голяма от мрежовата честота ω . Тогава в рамките на един период $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ изменението на съставката i_1 ще бъде много малко. Второто ограничително условие е свързано с избора на „момент на включване $t=0$ ” на контура, т.е фазата ψ . Ако съгласно показаното на фиг.2 включването стане в максимума на захранващото напрежение, т.е. $\psi = \frac{\pi}{2}$ уравнението (4) придобива по-простия вид (6)

$$i(t) = -I_m \sin \omega t + I_m e^{-bt} \cdot \frac{1}{\omega \omega_0 LC} \cdot \sin \omega_0 t \quad (6)$$

След допълнителна преработка този израз се представя като

$$i(t) = I_m e^{-bt} \cdot \frac{\omega_0^2 + b^2}{\omega \omega_0} \cdot \sin \omega_0 t - I_m \sin \omega t \quad (7)$$

а при малка стойност на затихването b спрямо ω_0 , за преходния заряден ток през кондензатора се получава

$$i(t) = I_m \left[e^{-bt} \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right) \cdot \sin \omega_0 t - \sin \omega t \right] \quad (8)$$

Този израз потвърждава твърдението, че ако $\omega_0 \gg \omega$, първата съставка на зарядения ток ще преобладава съществено, което открива обосновано възможността да се въведе и ползва понятието “псевдо-декремент”. От физически съображения е допълнително ясно, че при избор на фазата $\psi = \frac{\pi}{2}$, скоростта на нарастване на преходния ток $\frac{di}{dt} = \frac{U(0)}{L}$ ще бъде най-голяма, в резултат на което се очакват няколко достатъчно големи и подходящи за измерване амплитуди на преходния заряден ток.

3. Моделиране на колебателния $R-L-C$ процес при синусоидално захранващо напрежение

Целта на това моделиране е да се провери с каква точност може да се прилага описания по-горе подход. В модела се задават параметри на индуктивността R и L , след което същите се определят обратно въз основа на измерените величини от осцилограмата на преходния ток във веригата, респективно периода T и логаритмичния декремент $\ln A = \frac{i_1}{i_3}$

Основните параметри които характеризират един такъв модел в Pspice програмна среда са шест:

- Амплитуда на захранващото напрежение U_m ;
- Честота на захранващото напрежение f ;
- Фаза на захранващото напрежение ψ ;
- Параметрите на веригата R ; L и C .

От практически съображения е избрано мрежово напрежение с $U_m = 100V$ и $\omega = 314 s^{-1}$ ($f = 50 Hz$). За да бъде реализирана качествена осцилограма на преходния заряден ток според Фиг.2 е необходимо да се спазят три условия свързани с избора на капацитета на еталонния кондензатор и параметрите R и L :

1. В рамките на една четвърт от полувърлната с мрежова честота ω е целесъобразно да се формират няколко (поне 3-5) токови полувърлни, за да се измери с нужната точност периода $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ и логаритмичния декремент на затихване

$\ln A = \frac{2\pi b}{\omega_0} = \frac{i_1}{i_3}$. Ако например броят на токовете полувърлни се ограничи до 5,

това означава $T_0 = 1ms$, респективно $\frac{\omega_0}{\omega} = 10$. За случая на идеален контур, т.е когато $R=0$, от това следва автоматично условието за избор на капацитет на кондензатора $X_C = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \cdot X_L = 100 \cdot X_L$.

2. Второто ограничително условие се диктува от изискването контурът да бъде с колебателен характер. Необходимо е съпротивлението R да бъде по-малко от удвоената стойност на характеристичното съпротивление, дефинирано като $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, (напр. от 2 до 5 пъти).

3. При приетата концепция за капацитивен принуден ток в контура, ако се приеме $R = \rho$ изразът за Z в (5) лесно се трансформира до

$$Z = \sqrt{X_L \cdot X_C + (X_L - X_C)^2}.$$

От тук след преработка следва, че при $\frac{\omega_0}{\omega} = 10$, фазата φ на принудения ток е $\varphi = 84,2^\circ$. Тази фаза би била съвсем близка до 90° ($\varphi = 88,2^\circ$), ако напри-

мер $\frac{\omega_0}{\omega} = 31,6$, при което $X_C = 1000.X_L$. Това още по-силно условие за X_C може да се счита като препоръчително и обобщаващо за целите на един експеримент.

За целите на моделирането е избрана базова стойност на кондензатора $C = 10 \mu F$, т.е $X_C = 318 \Omega$. С оглед на посоченото по-горе следва, че $X_L < 318 m\Omega$, което ограничава избора на L отгоре, т.е $L < 1 mH$. Като базова за модела е избрана стойността $L = 100 \mu H$. От условието $R < \rho$ за съпротивлението автоматично следва $R < 3,2 \Omega$. Избрана е базова стойност $R = 0,5 \Omega$, при която е анализирана серия от модели, като е варирана фазата на ъгъла на включване ψ от 0° ел. до 90° ел. Анализирани са модели и при други стойности на L и R в указания по-горе диапазон.

4. Резултати от моделиране при синусоидално захранващо напрежение.

Анализиран е пример при параметри $L = 100 \mu H$, $R = 0,5 \Omega$, $C = 10 \mu F$; $U_m = 100 V$; $f = 50 Hz$. Резултатите от моделирането и изчислената грешка за L и R са приведени в Таблица 1. Заедно с получените разлики $|\Delta L| = L_{изм} - L$ и $|\Delta R| = R_{изм} - R$ е посочена и съответната грешка в проценти $\delta = \frac{L_{изм} - L}{L} \cdot 100\%$

Таблица 1

$t_{вкл.} ms$	0	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1,0	2	3	5
ψ° ел.	0	0.36	0.9	1.8	3.6	9	18	36	54	90
$ \Delta L $	0.619	0.599	0.523	0.413	0.295	0.183	0.133	0.105	0.093	0.080
$\delta \%$	0.62	0.60	0.52	0.41	0.30	0.18	0.13	0.11	0.09	0.08
$ \Delta R $	0.304	0.285	0.224	0.153	0.091	0.040	0.019	0.008	0.003	0.002
$\delta \%$	60.8	56.9	44.7	30.6	18.1	7.9	3.8	1.5	0.5	0.45

От тези резултати се вижда ясно, че при нарастване на ъгъла на включване ψ от 0 до 90° , грешката за L намалява около осем пъти, но остава под 1% . Не така стои обаче въпроса със стойността на съпротивлението R , където грешка под 2% се наблюдава едва при ъгли на включване над 30° ел.

Подобни резултати от моделирането се получават и за втора избрана стойност $L = 1 mH$ на измерваната индуктивност в дефинирания интервал, при същата стойност на активното съпротивление от $R = 0,5 \Omega$. Грешките за L и R при промяна на ъгъла на включване ψ от 0 до 90° са от порядъка на посочените в Таблица 1.

Анализирано е поведението на модела за контура при стойност на съпротивлението $R = 0,1 \Omega$ и индуктивност $L = 100 \mu H$. В този случай грешката за L се повишава леко, но остава в интервала под 1% . Грешката за R запазва приблизително същия си характер и стойности както и за $R = 0,5 \Omega$.

От получените резултати следва, че за да се гарантира задоволителна точност за измерване на L и R за верига при променливо напрежение по този начин е пре-

поръчително ъгълът на включване да бъде близо до максимума на напрежението. В зависимост от очакваните ориентировъчни стойности на L и R , следва да се избира стойност на еталонния кондензатор така, че да се гарантира условието за силно преобладаващ капацитивен характер ($X_C = 1000 \cdot X_L$) на контура, както и за неговото характеристично съпротивление $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ($R \leq \rho$).

5. Примерни насоки и препоръки за практическо използване

Измерването на индуктивност чрез параметрите на колебателен заряден ток в R-L-C контур е особено подходящо за някои специални случаи, при които приложението на други класически измервателни подходи е затруднително или неефективно. По-долу са анализирани два такива случая, съответно за верига при постоянно напрежение и верига при променливо напрежение.

5.1 Верига за постоянно напрежение

В завод за оловни акумулатори, предварителното формиране на плочите на акумулаторите става с постоянен или реверсивен ток в зарядни вани, които са доста отдалечени от токоизправителя. В един конкретен случай [5] верига от около 75 последователно свързани зарядни вани е присъединена към токоизправителя посредством кабелна линия с дължина над 100 метра. Използваната технология предполага бърз реверс на зарядния ток към ваните. Проведеният анализ [6] е показал колко важно е да се знаят индуктивността на веригата и нейното еквивалентно активно съпротивление спрямо изходните клеми на токоизправителя. Те предопределят времето за реверса на тока. Напрежението на такава система от зарядни вани при изключен токоизправител достига 180V и става възможно чрез включване на кондензатор към изходните клеми на токоизправителя да се фиксират параметрите T_0 и $\ln A = \frac{i_1}{i_3}$ на колебателния заряден ток, а оттам чрез изразите (3) да се изчислят L и R .

5.2 Верига за променливо напрежение

В битовите и индустриални захранващи мрежи, консуматорите са свързани с трансформатора през система от разпределителни табла и кабелни линии. Важно условие за избора на прекъсвачи е оценката на токовете на късо съединение в различни точки от контурите, което предполага знание и за параметрите L и R на веригите. Предварителна оценка се прави на база дължина и сечение на свързващи кабели и проводници, но точно измерване може да се направи по експериментален път с включване на еталонен кондензатор и измерване отново на параметрите T_0 и $\ln A = \frac{i_1}{i_3}$ на колебателния заряден ток. Важно е в такъв случай да се следват препоръките направени по-горе, като в частност задължително се осигури условието за доминация на капацитивното съпротивление на кондензатора в общия импеданс на измервателния контур.

6. Заключение

6.1. Чрез измерване на зарядния ток в колебателен $R-L-C$ контур с еталонен кондензатор може да бъдат успешно определени стойностите на индуктивността L в контура и неговото съпротивление R . Експериментът може да се проведе както с постоянно, така и с променливо захранващо напрежение.

6.2. При променливо захранващо напрежение, с оглед на предварително очакваните стойности на L и R еталонният кондензатор следва да се подбира така, че импедансът на контура Z да бъде преобладаващо капацитивен. Препоръчва се съотношение $X_C = 1000 \cdot X_L$, при което собствената честота ω_0 на контура е достатъчно по-голяма от честотата ω на захранващото напрежение (над 30 пъти). Препоръчва се също характеристичното съпротивление ρ на контура да бъде съизмеримо по-голямо от очакваната стойност на R , напр. ($R \approx \rho$).

6.3. За да бъде минимизирана грешката при измерване с променливо захранващо напрежение се препоръчва момента на включване (фазата ψ) да бъде около максимума на захранващото напрежение, напр. с точност около $\pm 10 \div 15^\circ$ ел.

ЛИТЕРАТУРА

[1] “Електрически измервания”, под редакцията на проф. Б. Матраков, София, 1999г.

[2] Отчет за извършената работа по тема 4/1977 от отрасловия план „Изследване и оптимизиране на мощни дросели”, ТУ-Габрово, 1977.

[3] OrCAD PSpice® A/D User's Guide, OrCAD, Inc., 1999.

[4] С. Г. Гинзбург, Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях, издательство «Высшая школа», Москва, 1967

[5] Пенчев П., С. Гишин, П. Гишина, Ускорено електроформиране на акумулаторни плочи, въвеждане в работно състояние и зареждане на акумулатори, Електропромишленост и приборостроене, 1985, №11

[6] Държанов П., М. Минчев, Л. Гергов, Комутационни преходни процеси в реверсивните токоизправители, Електропромишленост и приборостроене, 1985, №11.

Автор: Деница Държанова, гл. асистент, д-р, катедра „Електро-измервателна техника“; Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: dpetrova@tu-sofia.bg

Постъпила на 18.10.2012

Рецензент доц. д-р Веселка Иванчева

НОВО РЕШЕНИЕ ЗА СНИЖАВАНЕ НА ШУМА ОТ РЕЛСОВ ТРАНСПОРТ

Иван Кралов

***Резюме:** В работата е предложено ново решение за снижаване на шума от релсов транспорт. Целта на конструкцията е да „улови“ и абсорбира в непосредствена близост шума, излъчен от колелата, релсите и контакта между тях. Създадена е опитна постановка и резултатите от нея показват висока степен на редукция на шума в честотната област на „шума от търкаляне“. Въз основа на анализа на получените резултати са направени изводи относно ефективността на предлаганото решение.*

***Ключови думи:** Шум, снижаване на шум от жп транспорт, абсорбатори на шум, шумови прегради.*

A NEW SOLUTION FOR THE RAILWAY NOISE REDUCTION

Ivan Kralov

***Abstract:** A new solution of the railway noise reduction is proposed in this work. The aim of this construction is to “catch” and absorb the noise radiated from the wheel and railway close to the contact between them. It was created an experimental set-up and the results show high level of reduction of the noise at frequencies of the rolling noise. On the base of the analysis of the results some conclusions about effectiveness of the solution are done.*

***Keywords:** Noise, Railway noise reduction, Noise absorbers, Noise barriers.*

1. Introduction

The railway transport is the great alternative to the fast industry and population growth with its unlimited opportunities for development. New railway projects around the world plus upgrading/expanding existing railway lines caused orders in virtually all market segments to surge. According to studies, the total annual world market for the rail supply industry in 2007 is estimated at more than €120 billion, out of which €85 billion is accessible. As for the annual growth rate, it is considered to be between 2,0% and 2,5% over the next nine years [9].

Railway operational noise originates from a number of sources. These include the engines and cooling fans of locomotives, the under-floor engines of “diesel multiple units” (self-propelled sets of railway coaches), gears, aerodynamic effects at higher speeds, and the interaction of wheels and rails. The latter source tends to have an influence on overall noise levels at speeds above 50 km/h and is normally predominant at speeds above around 100 km/h.

Wheel/rail noise (often called “rolling noise”) results from the vibration–excitation of the wheels and track as the wheel rolls on the rail. The excitation is provided by the combined surface roughness at the interface (“contact patch”) between the wheel and the rail. Because the entire wheel and track system is excited by the combined roughness at the interface, it is this combined value that determines the level of rolling noise rather than the individual rail and wheel roughness components [1, 3, 5, 6, 10, 11, 12]. The noise from wheel/rail contact has negative effect on the surroundings, so that there are many methods for its description and abatement. In the past few years a topic for ambient energy harvesting is drawing more and more attention, and in this sense a question for noise energy harvesting takes place [4, 8].

The fast growth of the railway transport in Bulgaria (subways, new railway highways etc.) as well as the harmonized EU legislation states new high levels for the noise emitted. The recent surveys [7] show the absence of a small-volume effective solution for railway noise abatement especially in the areas of stations.

The aim of this paper is to present a new method for reduction of the “rolling noise”, the experimental set-up for the laboratory investigation of its effectiveness and initial results of the experiment.

2. Classical methods for railway noise reduction, patent reviewed

Many years of research and engineering have led to package of solutions for noise reduction. Some of them are summarized in [7] and they are presented in the table 1. Some particular realizations are shown on figure 1. The patented solutions are summarized in [7, 8]. Acoustic absorbers detailed classification is done in [2].

In this paper a new construction is presented. The invention is a method for noise absorption of the noise generated by the wheel rail contact of rail-bounded transport. The invention is proper for noise absorber and finds its application in railroad construction, in railway stations, metro stations and rail tunnels.

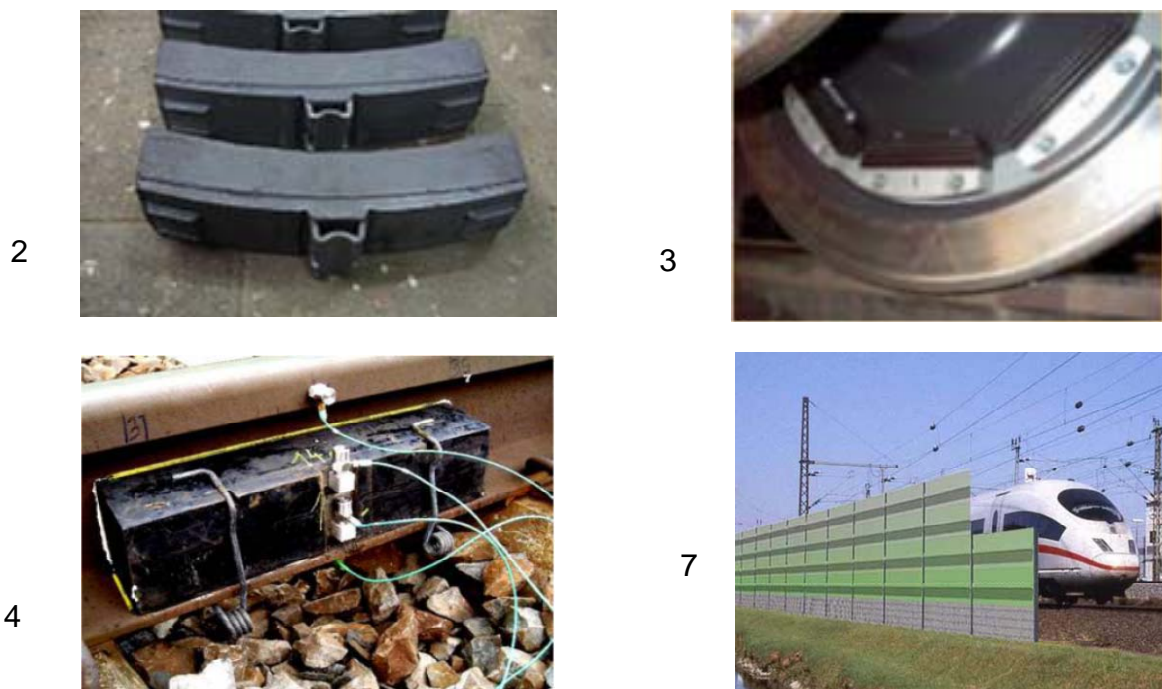


Fig.1: Some examples of noise abatement according to table 1

Table 1. Classical methods for noise reduction

№	Noise reduction method	Overall reduction potential	Noise reduction effect	Comment/status
1	Retrofitting with K-blocks	8-10 dB	Network wide	K-blocks are homologated however require adaptation of the braking system
2	Retrofitting with LL-brake blocks	8-10 dB	Network wide	LL-brake blocks are only provisionally homologated
3	Wheel absorber	1-3 dB	Networks wide	Effect strongly depend on local conditions. Wheel maintenance difficulties may occur
4	Track absorbers	1-3 dB	Local	Track maintenance difficulties may occur, effect strongly depends on local conditions, not homologated in many countries
5	Acoustic rail grinding	1-3 dB	Local	Effect strongly depends on local rail roughness conditions, smooth wheels are precondition for effect
6	Operational	Variable	Local	Negative effect on the operations and railway capacity. The method hinders railway traffic therefore not in line with efforts to promote sustainable transport
7	Noise barriers	5-15 dB	Local	Effect depends on height and local geography, negative effect on the landscape, influence on railway maintenance procedures
8	Noise insulated windows	10-30 dB	Local	Effect is only achieved only when windows are closed

The reduction of the “rolling noise” is of great importance in railway and subway stations due to the noise exposition over a big number of people. Another case of high level of noise negative influence is the passing of the trains trough the tunnels. Than the “rolling noise” is reflected by the walls of the tunnel and it is radiated back to the wagons (Fig.2).

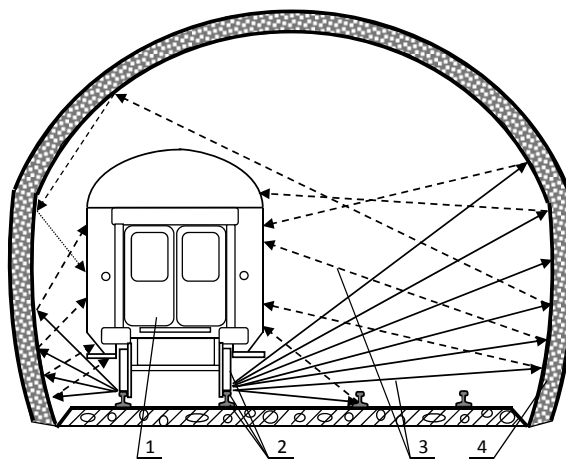


Fig.2: Distribution of the “rolling noise” in a tunnel: 1 – train; 2 – “rolling noise” sources; 3 – direction of the noise radiation; 4 – inner tunnel surface

The idea of the current invention is to present a new solution for abatement and reduction of the noise propagated from wheel/rail contact of railway vehicles. The constructive decision captures and absorbs the radiated sound in small volumes near the track. The essence of the solution is to install fixed, noise absorbing tube-like materials parallel to the track trajectory. The material is situated according figure 3 near the track.

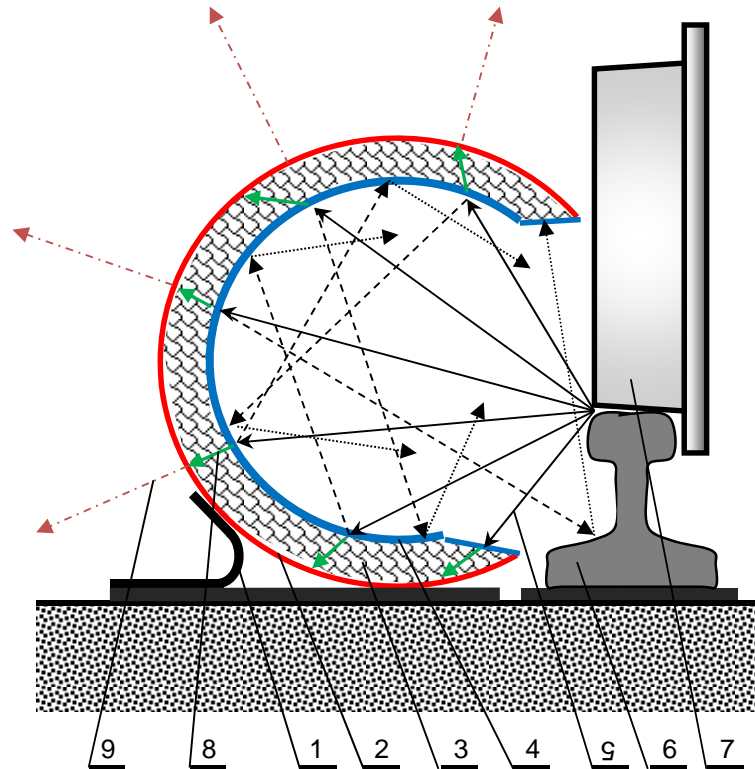


Fig.3: Principal scheme of the new solution: 1 – support of the construction; 2 – tube-like absorber; 3 – additional absorbing material (optional); 4 – perforated plate (optional); 5 - direction of the noise radiation; 6 – railway; 7 – wheel; 8 – absorbed noise; 9 – residual noise distribution

The “rolling noise” radiates from rails, wheels and their contact toward the perforated plate located in a tube. In this way the noise is “caught” in the inner volume of the tube. Passing through the perforated plate, the noise frequency range becomes with higher levels. Next step is its absorption, and finally a small percentage of the initial noise passes trough the tube. The tube is attached to the railway sleepers and/or to the railway floor (optional).

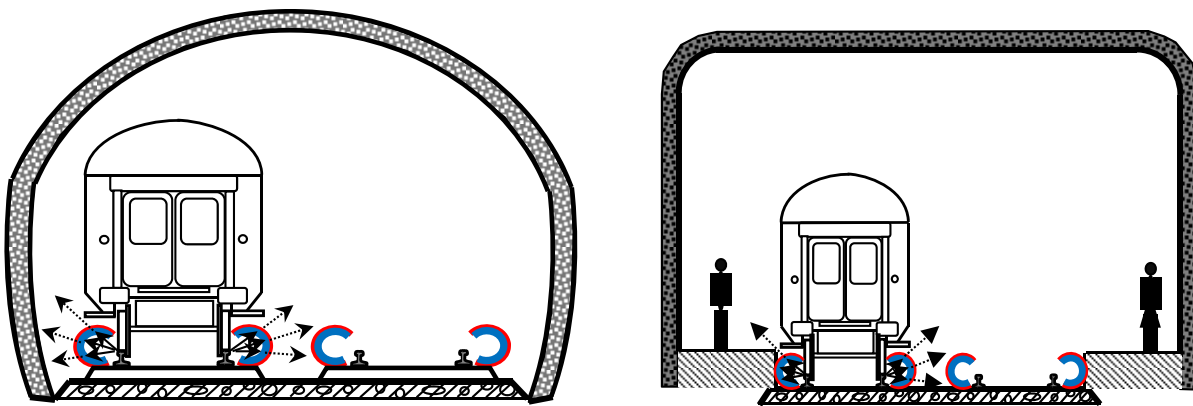


Fig.4: The effect of the proposed solution in tunnels as well as in subway stations

The effect of the proposed solution in tunnels as well as in subway stations is presented on fig. 4.

3. Experimental setup, results and discussion

The experimental setup and the testing procedure of the absorber, introduced in section 2, is shown on fig. 5. The noise, generated by the noise generator and powered by the amplifier, is radiated in the 30 dB test chamber. The front side of the chamber is open. At a distance of 0,5 m a microphone registers the noise levels. In this way the noise levels of the source without the barriers and absorbers are recorded. After the first experiment, the testing absorber is attached to the chamber front side (fig. 5). All holes are insulated and covered by high-level absorbing materials. The same noise levels are generated from the noise-source equipment. The microphone registers the noise levels at the same position, but after the new absorber is applied.

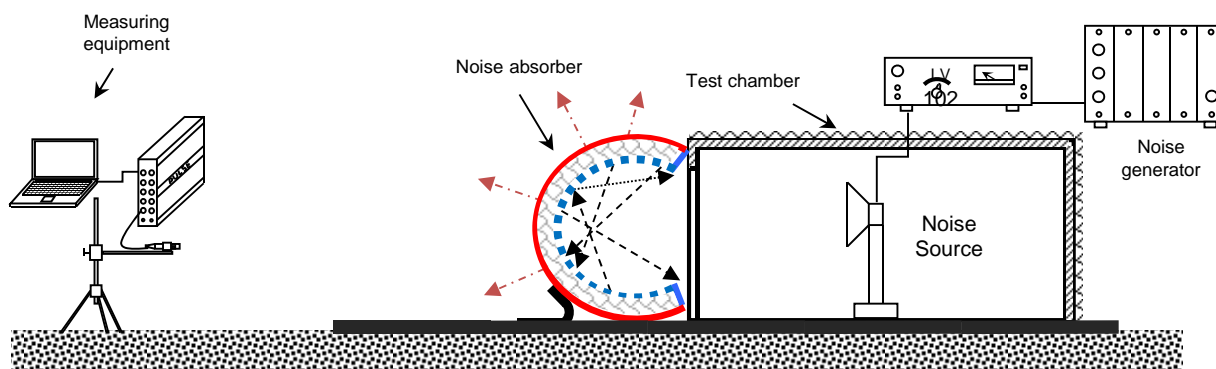


Fig.5: Scheme of the noise absorber testing procedure

The tube is made from high density polyvinile material and the outer share is rimmed (fig.6). The absorbing material is a mineral wadding of density $7,7 \text{ kg} / \text{m}^3$. In this experiment no perforated plate was used.

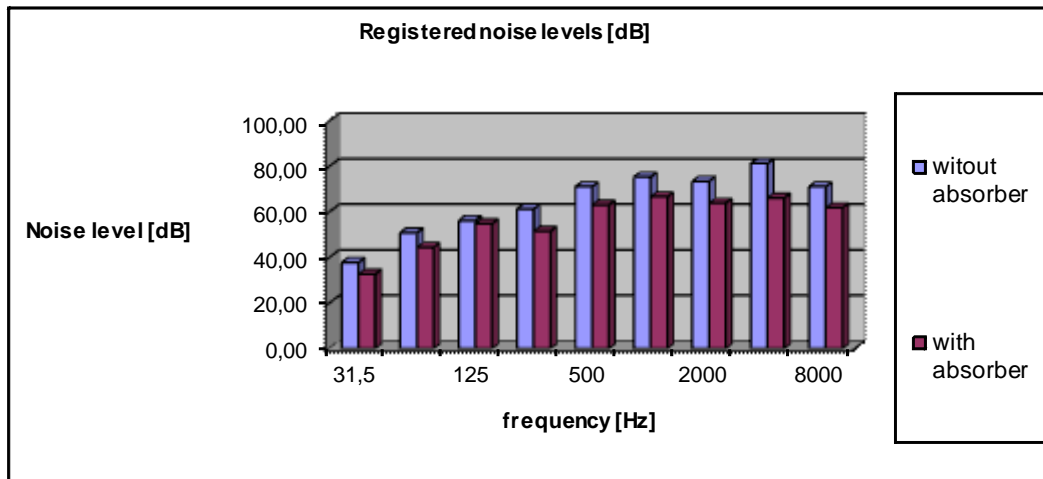


Fig.6: Noise absorber testing procedure

The measuring equipment consists of a PULSE 3560B measuring unit, precise microphone 4880 and software, produced by BRUEL&KAER, Danmark. The noise levels in a discrete frequency range from 31,5 Hz to 8000 Hz (1/3 octaves) with and without the absorber are presented on figure 7. In table 2 are the numerical results for the same experiment. The noise level differences in both cases are done in the last two columns. The comparison shows noise level reduction between 2 dB and 16 dB at different frequency octaves, as in the investigated range the total reduction is averaged 8,16 dB. All the results are collected according to the standards and legislations concerning calibration and testing procedures, as well as measurement error evaluation.

Table 2. Experimental results

octave frequency center (Hz)	Noise level (dB)		
	without absorber	with absorber	absorption level
31,5	37,76	32,66	5,11
63	50,80	44,41	6,39
125	56,14	54,76	1,38
250	61,23	51,45	9,78
500	71,02	62,94	8,08
1000	75,23	66,60	8,63
2000	73,37	63,76	9,61
4000	81,20	66,02	15,18
8000	71,07	61,80	9,28

**Fig.7:** Results obtained with and without the noise absorber

The presented solution for reducing of the “rolling noise” has a lot of advantages:

- Simple construction, low price for production. The shape of the construction is simple – tube. The material of the tube is used for production of many goods. The technology for the used tube is classical. The mineral wadding is not expensive material.
- Low maintenance costs. Practically no maintenance is necessary. Only in case of damage or soiling parts could be renewed.
- Easy for building and with no requirements about the infrastructure, fundaments etc. The long parts of the construction could be prepared for assembling out of the stations. There are no necessity of electricity of some other power for setting and assembling “in situ”.
- works with no energy supply;
- high level of noise reduction etc.

The particular limitations for the use of the new absorber are:

- not applicable in presence of water, moisture, snow etc.;
- sometimes dimensions of the tube could depend on the different train sizes, on the electrical supply near the railway in subways etc.

4. Conclusion and further work

A new solution for „rolling noise” reduction in railway transport is presented in this study. The experimental setup is created to investigate the effectiveness of the invention. The first experimental results show a high level of noise reduction in a wide frequency range. The solution has a lot of advantages among which are: simple construction and low price for production, low maintenance costs, easy for building and with no requirements about the infrastructure, fundaments etc., it works with no energy supply, high level of noise reduction etc.

Next steps in improvement of the proposed solution are to investigate the influence of materials and their parameters over the degree of reduction, optimizing of the dimensions and shapes etc.

The initial results show that the proposed solution is valuable and has a great potential.

ACKNOWLEDGMENTS

This research is realized with the support of the “Laboratory of vibration and noise in machines - Technical University of Sofia”.

REFERENCES

- [1] Benton, D. et al., **Reducing Railway Noise in Urban Areas**, Silence Seminar, Paris, 2008.
- [2] Cox, T. J., P. D’Antonio, **Acoustic Absorbers and Diffusers**, Taylor & Francis, 2009.
- [3] Hardey, A.E.J., R. Jones, **Rail and wheel roughness - implications for noise mapping based on the Calculation of Railway Noise procedure**, AEA Technology Rail, Issue 1, March 2004.
- [4] Horovitz, St., **Development of a MEMS-based Acoustic Energy Harvester**, University of Florida, PhD Thesis, 2005.
- [5] Hubner P., **Reducing railway noise, strategic challenges and state of the art**, Forum Acusticum, 1243-1248, 2005.
- [6] Jansen E., **Acoustic measurement on rolling stock retrofitted with composite brake blocks**, IPG Rail seminar, December 2008.
- [7] Kralov, I., **An Analysis of Patented Solutions for Reducing of the Rolling Noise During Railway Trains Motion**, Mechanics of Machines, Vol. 98, pp. 90-94, Varna, Bulgaria, 2012, (in Bulgarian).
- [8] Kralov I., S. Terzieva, I. Ignatov, **Analysis of Methods and MEMS for Acoustic Energy Harvesting with Application in Railway Noise Reduction**, International Conference MECAHITECH’11, Proceedings, Bucharest, Romania, 2011.
- [9] Oertly, J., P. Hubner, **UIC, Railway Noise in Europe. A 2010 report, state of the art**, 2010.
- [10] Thompson D. J., C. J. Jones, **A review of the modelling of wheel/rail noise generation**, Journal of Sound and Vibration, 231(3), 519-536, 2000.
- [11] Van Beek, A. et al., **Task 1.2.1, State of the art, Technical Report**, SNCF, 2002.

[12] Yahia, I., **Advance in Power Generating Sound Absorber**, Proceedings of Acoustics & Geophysics Cluster Meeting, March 2011.

Author: Ivan Kralov, Eng., Assoc. Prof., PhD, Department of Mechanics, Technical University of Sofia, ; E-mail address: kralov@tu-sofia.bg

Постъпила на 18.10.2012

Рецензент проф. д-н Борис Белниколовски

АНАЛИЗ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА ПОСТОЯННОТОКОВИ МАШИНИ ПРИ ПОВРЕДИ В НАМОТКИТЕ

Ганчо Божилов

Резюме: В работата е направено аналитично изследване на параметрите на електрически машини за постоянен ток при различни повреди във възбудителните и котвените им намотки. Изследвани са различни случаи на прекъсване и къси съединения на полюсни бобини и котвени секции, прекъсване на изводи на секциите към колектора, късо съединение между колекторни ламели и междунавивкови къси съединения в намотките. Получени са аналитични изрази за разпределението на токовете в отделните паралелни клонове на котвата, за момента и загубите на мощност в машините за основните случаи на повреди в намотките.

Ключови думи: Постояннотокова електрическа машина, повреда, намотка

ANALYSIS OF THE PERFORMANCES OF THE DC MACHINES IN CASE THE FAILURES OF THEIR WINDINGS

Gantcho Bojilov

Abstract: In this paper an analytical investigation of the performances of the electrical machines in case of the various failures in their field windings and armature windings is do. Various cases of braking and short-circuit of the field coils and armature sections, braking the connectors of the sections to the commutator, short-circuit between commutator's lamellas and inter winding short-circuit is investigated. An analytical expression for the distribution of the currents in the separate parallel branches of the armature, for the torque and different power's losses in the machines for the main cases of the failures in the windings is received.

Keywords: DC electrical machine, failure, winding

1. Увод

За целите на параметричната диагностика на постояннотоковите машини от голямо значение е да се направи математически анализ на изменението на параметрите и поведението на този тип електрически машини при повреди в намотките им. Както е известно от практиката [1,2,3,4], основните повреди в намотките на постояннотоковите машини могат да се систематизират както следва.

А. Повреди във възбудителната намотка

1. Междунавивково частично или пълно късо съединение на една или няколко полюсни бобини.
2. Неправилно свързване, прекъсване или шунтиране на някоя полюсна бобина.
3. Неправилно свързване на серийната и шунтовата намотки или неправилно свързване на шунтовата намотка спрямо пусковия реостат.

Б. Повреди в котвената намотка

1. Лош контакт или прекъсване на връзка на една или няколко котвени секции към колектора.
2. Вътрешно прекъсване на една или повече секции.
3. Проводими мостчета от овъглена изолация или припой и късо съединение между съседни ламели на колектора.
4. Късо съединение между челните съединения на съседни секции.
5. Междунавивково късо съединение или пробив между секции, разположени в един канал.

2. Анализ на параметрите

А. Възбудителна намотка

Да означим с w_f общия брой на навивките на възбудителната намотка, а с w_{fk} броят на късосъединените навивки при междунавивково частично или пълно късо съединение в полюсна бобина. Тогава магнитният поток, създаден от паралелната възбудителна намотка, ще бъде

$$\Phi_f = \frac{(w_f - w_{fk})I_f}{R\mu} = \frac{(w_f - w_{fk})}{R\mu} \cdot \frac{U_f}{R_f} = \frac{(w_f - w_{fk})}{R\mu} \cdot \frac{U_f}{\rho(w_f - w_{fk}) \frac{l_f}{s_f}} \quad (1)$$

Следователно в този случай общият магнитен поток на машините с назависимо и паралелно възбуждане не се изменя, но се нарушава равномерността на магнитното поле. Малко се изменят и напрежението на генераторите и момента и скоростта на двигателите. Увеличават се обаче възбудителният ток, плътността

на тока и загряването на възбудителната намотка в съотношение $\frac{w_f}{w_f - w_{fk}}$. При

машините с последователно възбуждане магнитният поток се намалява в същото съотношение. При всички останали случаи на прекъсване или неправилно свързване на възбудителната намотка магнитният поток се намалява като се проявяват известните последствия като намаляване на напрежението или невъзбуждане на генераторите, претоварване на двигателите и намаляване на въртящия момент, опасно нарастване на тока и ъгловата скорост, колебания на скоростта, нестабилна работа, повишено искрене на четките, прегряване на машината т.н.

Б. Котвена намотка

Ако има лош контакт или прекъсване на връзка на една или няколко котвени секции към колектора, параметрите на машината не се изменят съществено, но

се наблюдава повишено искрене на четките и локално или периодично почерняване на отделни ламели на колектора. Ако има вътрешно прекъсване на една или повече секции в паралелен клон, общото електродвижещо напрежение (е.д.н.) на котвата не се изменя, но котвеният ток при натоварване се разпределя между останалите клонове, вследствие на което плътността на тока в тях и загряването на намотката се увеличават в съотношение $\frac{2a}{2a-1}$, където $2a$ е броят на

паралелните клонове на намотката. Поради това за предпочитане са листовите многополюсни намотки пред вълновите.

Едни от най-често срещаните се и с най-тежки последствия за машината са случаите на къси съединения в котвената намотка, описани по-горе. В този случай част от секциите в засегнатия клон се шунтират и в тях протичат много големи токове, предизвикващи голямо загряване, силно искрене и прегаряне или разтопяване на проводниците на намотката. Едновременно с това токовете в отделните паралелни клонове се изменят, което предизвиква промяна и на електромагнитните параметри на машината. Тези явления протичат различно за различните работни състояния на машината – като двигател или като генератор.

Ако означим с w_a броят на навивките в паралелен клон на котвената намотка, а с $w_{ак}$ броят на късосъединените навивки при междунавивково частично или пълно късо съединение на секция, отношението им ще бъде

$p_a = w_{ак}/w_a < 1$. Тук $w_a = \frac{N}{4a}$, където N е броят на ефективните проводници в намотката, а a – броят на двойките паралелни клонове.

Ако най-общо казано при частично късо съединение са окъсени N_c секции или част от навивките им, токът на късо в тях ще бъде

$$I_{кc} = \frac{N_c e_c}{N_c r_c} = \frac{E_a}{\frac{S}{2a} \cdot \frac{(2a)^2 R_a}{S}} = \frac{E_a}{2a R_a} \gg I_n, \quad (2)$$

където S е общият брой на последователно свързаните секции в котвената намотка, e_c и r_c - е.д.н. и съпротивлението на една секция, E_a и R_a - е.д.н. и съпротивлението на котвата между четките при изправна намотка. От своя страна е.д.н. на котвата и електромагнитният момент на машината са съответно

$E_a = \Psi_a \Omega$ и $M_\delta = \Psi_a I_a$, където $\Psi_a = \frac{2}{\pi} w_a p \Phi_f$ е пълният възбудителен магнитен поток за двойка полюси, вплетен в навивките на котвената намотка, Ω – ъгловата скорост на ротора. Ще приемем, че машината работи в стационарен режим с $\Omega = \text{const}$ и $\Psi_a = \text{const}$ и не се отчитат комутационните явления и реакцията на котвата.

3. Двигател за постоянен ток с паралелно възбуждане

В този случай отделните клонове на котвената намотка са свързани посредством четките паралелно към захранващото напрежение U_a и в този смисъл те са независими един от друг.

При окъсена част от някой паралелен клон е.д.н. и съпротивлението му са по-малки от тези в здравите клонове и токовете им ще бъдат различни. От уравненията за равновесие на напреженията следва:

В увредения клон - ток I_a'

$$U_a = E_a(1 - p_a) + 2aR_a(1 - p_a)I_a' \quad (3)$$

В неповреден клон ($p_a = 0$) - ток I_a''

$$U_a = E_a + 2aR_aI_a'' \quad (4)$$

където ще приемем, че падът на напрежение в четките е включен в R_a .

Общ котвен ток, консумиран от двигателя

$$I_a = I_a' + (2a - 1)I_a'' = \frac{P_1}{U_a},$$

където P_1 е консумираната мощност. От тук получаваме токовете

$$I_a' = \frac{U_a - E_a(1 - p_a)}{2aR_a(1 - p_a)} \quad (5)$$

$$I_a'' = \frac{U_a - E_a}{2aR_a} \quad (6)$$

При идеален празен ход $E_a = U_a$; следователно $I_a'' = 0$; $I_a = I_a' = \frac{p_a U_a}{2aR_a(1 - p_a)}$. Ако

няма късо съединение, $p_a = 0$ и $I_a' = I_a'' = \frac{U_a - E_a}{2aR_a} = \frac{I_a}{2a}$. В граничния случай на

пълно късо съединение на всички секции от някой паралелен клон ($p_a = 1$) ще се получи $I_a = \infty$. Тогава $I_a'' = -I_{kc}$.

Електрическите загуби в котвата, електромагнитната мощност и електромагнитният момент на двигателя ще бъдат съответно

$$P_{el} = P_{el}' + P_{el}'' + P_{kc} = 2aR_a(1 - p_a)I_a'^2 + (2a - 1)2aR_aI_a''^2 + 2aR_a p_a I_{kc}^2 \quad (7)$$

$$P_{\delta} = P_{\delta}' + P_{\delta}'' - P_{kc} = E_a(1 - p_a)I_a' + (2a - 1)E_a I_a'' - p_a E_a I_{kc} = M_{\delta} \Omega \quad (8)$$

където P_{kc} са загубите в късоеъединения контур.

4. Двигател за постоянен ток с последователно възбуждане

Системата уравнения, от която може да се определят токовете, ще бъде:

$$U_a - R_f[I_a' + (2a - 1)I_a''] = E_a(1 - p_a) + 2aR_a(1 - p_a)I_a' \quad (9)$$

$$U_a - R_f[I_a' + (2a - 1)I_a''] = E_a + 2aR_a I_a'' \quad (10)$$

Тъй като в този случай котвеният ток е и възбудителен, увеличението му ще доведе до увеличаване на възбудителния поток и пада на напрежение във възбудителната намотка, а от там до чувствително намаляване на е.д.н. и скоростта на двигателя. Това следва от връзката $E_a = \Psi_a \Omega$, където за удобство на изчислението нелинейната магнитна характеристика на машината $\Psi_a = f(I_a)$ може да се апроксимира с походяща функция [5,6] и да се приложи итерационна процедура за доуточняване на стойността на е.д.н. и скоростта на ротора.

5. Генератор за постоянен ток с независимо възбуждане

При генератор отделните клонове на котвената намотка са свързани посредством четките паралелно към товара и напреженията U_a върху тях са еднакви, но поради различните им е.д.н. и съпротивления токовете в тях са различни. От уравненията за равновесие на напреженията следва:

В увредения клон

$$U_a = E_a(1 - p_a) - 2aR_a(1 - p_a)I_a' \quad (11)$$

В неповреден клон ($p_a = 0$)

$$U_a = E_a - 2aR_aI_a'' \quad (12)$$

Общият котвен ток, отдаван на товара, който има съпротивление R_T е

$$I_a' + (2a - 1)I_a'' = I_a = \frac{U_a}{R_T}$$

Като се свържат горните равенства при едно и също U_a , се получават системите уравнения

$$(1 - p_a)I_a' = I_a'' - p_aI_{кв} \quad (13)$$

$$I_a' = \frac{E_a}{R_T} - (2a - 1 + \frac{2aR_a}{R_T})I_a'' \quad (14)$$

$$I_a' = \frac{I_a''}{1 - p_a} - \frac{p_aI_{кв}}{1 - p_a} \quad (15)$$

$$I_a''(\frac{1}{1 - p_a} + 2a - 1 + \frac{2aR_a}{R_T}) = \frac{E_a}{R_T} + \frac{p_aI_{кв}}{1 - p_a}, \quad (16)$$

откъдето могат да се определят неизвестните токове.

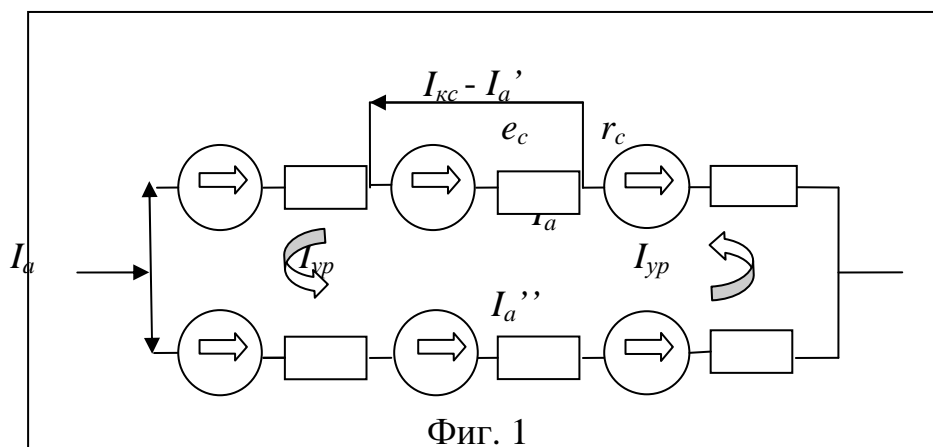
Тук при празен ход на генератора $I_a = 0$, следователно $I_a' = -(2a - 1)I_a''$. Ако няма

късо съединение, $p_a = 0$ и $I_a' = I_a'' = \frac{E_a - U_a}{2aR_a} = \frac{I_a}{2a}$. В граничния случай на пълно къ-

со съединение на всички секции от някой паралелен клон ($p_a = 1$) ще се получи $U_a = 0$ и $I_a = 0$. Тогава $I_a' = -I_{кв}$.

Електрическите загуби в котвата, електромагнитната мощност и момента могат да се намерят по (7) и (8), с тази разлика, че знакът пред $P_{кв}$ в (8) трябва да е + (според идеализирания модел на фиг.1).

Изменението на токовете на генератора ще предизвика известно намаление на ъгловата скорост на задвижващия го двигател (обикновено асинхронен) и на е.д.н. и напрежението на генератора; следователно трябва да се приложи итерационна процедура за доуточняване на стойностите им.



6. Числен пример

1. Двигател за постоянен ток с независимо възбуждане с номинални данни:

$$P_H = 1 \text{ kW}, U_H = 220 \text{ V}, I_H = 5,25 \text{ A}, n_H = 3000 \text{ min}^{-1}, E_H = 210,13 \text{ V},$$

$$R_a = 1,88 \text{ } \Omega, 2p = 2, 2a = 2, S = 36, w_a = 324, \Psi_a = 0,67 \text{ Wb}, I_{кк} = 55,86 \text{ A}.$$

Получените стойности на токовете и мощностите при различна степен на окъсяване p_a са дадени в табл.1 и онагледени на фиг.2.

Таблица 1

p_a	I_a'	I_a''	I_a	$P_{кк}$	$P_{ел}$	P_{δ}	P_1	M_{δ}
-	A	A	A	W	W	W	W	Nm
0	2,62	2,62	5,25	0	51,82	1103,18	1155	3,51
0,02	2,62	3,82	6,64	235,98	315,66	1102,25	1417,91	3,51
0,04	2,62	5,06	7,68	471,96	590,29	1100,36	1690,65	3,5
0,06	2,62	6,36	8,98	707,94	876,81	1099,89	1976,7	3,5
0,08	2,62	7,71	10,33	943,93	1149,56	1098,15	2247,71	3,49
0,10	2,62	9,12	11,74	1179,91	1487,28	1096,43	2583,71	3,49

2. Генератор за постоянен ток с независимо възбуждане с номинални данни: $P_H = 1,25 \text{ kW}, U_H = 220 \text{ V}, I_H = 5,68 \text{ A}, n_H = 2940 \text{ min}^{-1}, E_H = 230,68 \text{ V},$

$$R_a = 1,88 \text{ } \Omega, R_T = 38,73 \text{ } \Omega, 2p = 2, 2a = 2, S = 36, \Psi_a = 0,75 \text{ Wb}, I_{кк} = 61,35 \text{ A}.$$

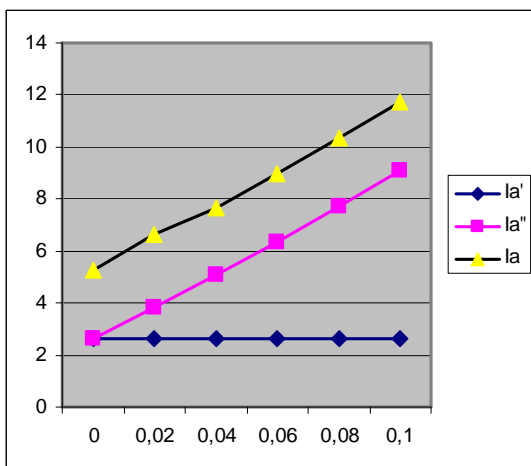
Получените стойности на токовете и мощностите при различна степен на окъсяване p_a са дадени в табл.2 и онагледени на фиг.3.

Таблица 2

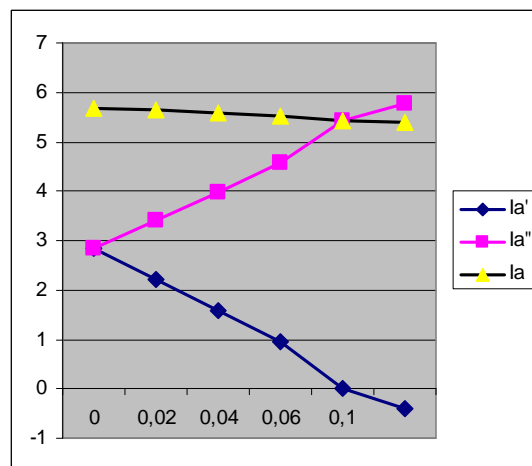
p_a	I_a'	I_a''	I_a	$P_{кк}$	$P_{ел}$	P_{δ}	P_2	U_a
-	A	A	A	W	W	W	W	V
0	2,84	2,84	5,68	0	60,64	1310,24	1249,6	220
0,02	2,21	3,41	5,62	283,04	344,75	1567,95	1223,2	217,66
0,04	1,59	3,98	5,57	566,08	634,76	1835,96	1201,2	215,65
0,06	0,94	4,57	5,51	849,12	930,78	2106,18	1175,4	213,47
0,08	0,28	5,17	5,45	1132,2	1232,92	2384,22	1151,3	211,25
0,10	-0,39	5,78	5,39	1415,2	1541,33	2667,73	1126,4	208,98

7. Изводи

Токът в късосъединените секции се получава много голям и е от порядъка на тока на късо съединение на машината, разделен на броя на паралелните клонове. Както се вижда от примерите, електрическите загуби в късосъединения контур и въобще в увредения клон могат да станат изключително големи, което ще доведе до недопустимо загряване на цялата котвена намотка. В това отношение в по-добро положение са листовите многополюсни намотки, отколкото вълновите.



Фиг.2



Фиг.3

Това ще предизвика увеличение на консумирания от двигателя ток, нестабилна работа и голямо загряване на цялата намотка, както и силна реакция на котвата, което ще се отрази на възбудителния поток и на механичната характеристика на двигателя (ако разбира се той не бъде своевременно изключен).

Освен това при генератор при определена стойност на отношението на късосъединените навивки или секции към общия им брой, токът в увредения клон може да се анулира и дори да обърне посоката си заради уравнилителните токове между клоновете, което ще предизвика нарастване на токовете в здравите клонове. От това ще последва силно загряване и на останалите секции, а също и засилено влияние на реакцията на котвата, което ще се отрази на възбудителния поток и на външната характеристика на генератора (ако разбира се и той не бъде своевременно изключен).

При генератор с паралелно възбуждане гореописаните явления протичат по същия начин с тази разлика, че намалението на напрежението е по-значително поради това, че външната му характеристика е по-мека.

Може да се направи и извода, че разпределението на токовете между отделните паралелни клонове при къси съединения в котвената намотка зависи не само от броя на късосъединените навивки или секции, но и от големината на натоварването на машината.

Получената картина на разпределението на токовете между паралелните клонове не е статична, а динамична и се отнася за определен момент от времето. В действителност при въртенето на ротора секциите непрекъснато сменят местата си под четките и полюсите и части от различни паралелни клонове периодично се оказват увредени и неувредени. Всичко това прави работата на машината нестабилна и увеличава общото прегряване на котвената намотка.

8. Литература

- [1] Гемке, Р.Г. Неизправности на електрическите машини, С., Техника, 1965.
- [2] Божилов, Г.Й., М.Б. Дойчинов. Електрически машини с малка мощност, С., Техника, 1968.
- [3] Божилов, Г.Й. Записки по техническа диагностика на електрически машини, ТУ-София, 1990.
- [4] Фирмени материали на производители на колекторни електрически машини и др., 1995 – 2005.
- [5] Microsoft Office Excel, 2003.
- [6] Sigma Plot 8.02 Demo, User's Guide, SPSS Inc. 2003.

Автор: проф. д-н Ганчо Й. Божилов - кат. „Електрически машини”, Електротехнически факултет, Технически Университет - София; E-mail address: gjboj@tu-sofia.bg

Постъпила на 18.10.2012

Рецензент проф. д-н Емил Николов

АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА НА МЕЖДУНАВИВКОВО КЪСО СЪЕДИНЕНИЕ В ПЪРВИЧНАТА НАМОТКА НА ТРАНСФОРМАТОР

Ганчо Божилов, Георги Тодоров

Резюме: Изследван е ефекта от междунавивково късо съединение в първичната намотка на ненатоварен трансформатор. Показано е, че разглеждането може да се сведе до анализиране на процеса в понижаващ автотрансформатор в режим на късо съединение. Представени са резултати от аналитични изследвания за токовете във външната верига и в накъсосъединения контур в зависимост от процента на късосъединените навивки при еднофазен трансформатор и при междунавивково късо съединение в една фаза от трифазен трансформатор.

Ключови думи: междунавивково късо съединение, трансформатор

ANALYSIS AND FAULT DIAGNOSTICS OF AN INTERTURN SHORT-CIRCUIT IN TRANSFORMER'S PRIMARY WINDING

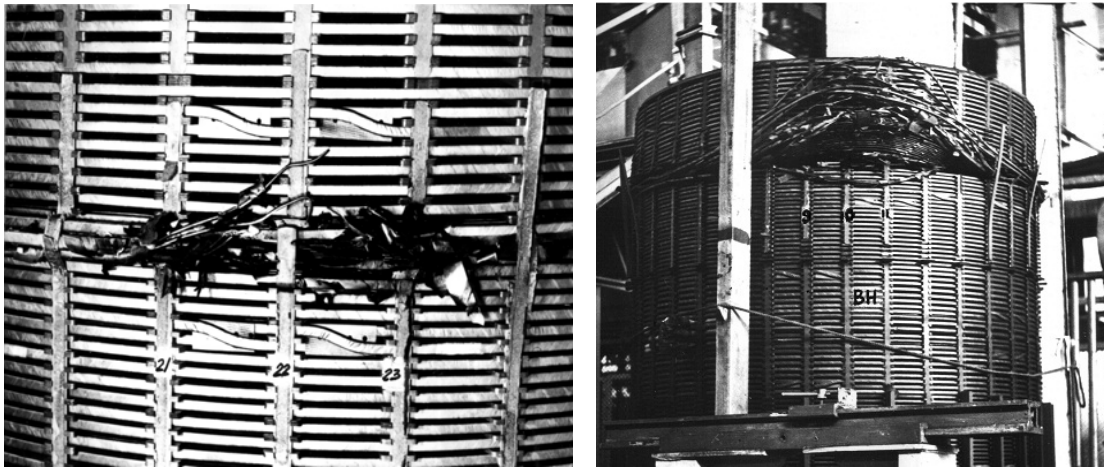
Gantcho Bojilov, George Todorov

Abstract: The influence of interturn short-circuit in the primary winding of a transformer has been analyzed. It is shown that the investigation may be reduced to the analysis of the step-down autotransformer's short-circuit. Interturn short-circuit in a single-phase transformer's primary winding and a single-phase interturn short-circuit in three-phase transformer have been analyzed. The results for the line currents and the current in the short-circuited contour are shown versus the number of the turns in the contour.

Key words: Interturn short-circuit, transformer' primary winding.

1. Увод

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, тази неизправност води до недопустимо нарастване на тока, прегряване на намотката и нейната трайна повреда. В силовите трансформатори големите токове създават електродинамични сили, предизвикващи деформации и разрушаване на намотката – фиг.1. Своевременното диагностициране на повредата е от съществено значение при скъпоструващите мощни силови трансформатори, както за тяхната безаварийната работа, така и за осигуряване на надеждно и непрекъсваемо захранване на отговорни консуматори.



Фиг.1. Повреди в намотки на трансформатор, предизвикани от електродинамичните сили при междунавивково късо съединение

В настоящата работа се анализира вътрешнонавивковото късо съединение в първичната намотка на еднофазен и на трифазен трансформатор. Анализирано е изменението на токовете във външната верига (незасегнатата част от намотката) и в накъсосъединения контур при възникване на късо съединение с различен брой на навивките при работа на ненатоварен трансформатор. Показано е, че в този случай изследването може да се сведе до разглеждане на процесите в автотрансформатор в режим на късо съединение.

2. Еднофазен трансформатор

Относителната част от навивките на първичната намотка, оформящи накъсосъединения контур е означен с p . Броят на навивките в накъсосъединения контур е $w_{1p} = p \cdot w_1$, а незасегнатата част от намотката има $(1 - p) \cdot w_1$ навивки. Съответно за импедансите на тези части от намотката може да се запише:

- накъсосъединена $p \cdot r_1 + j p^2 \cdot x_1$
- незасегната $(1 - p) \cdot r_1 + j(1 - p)^2 \cdot x_1$,

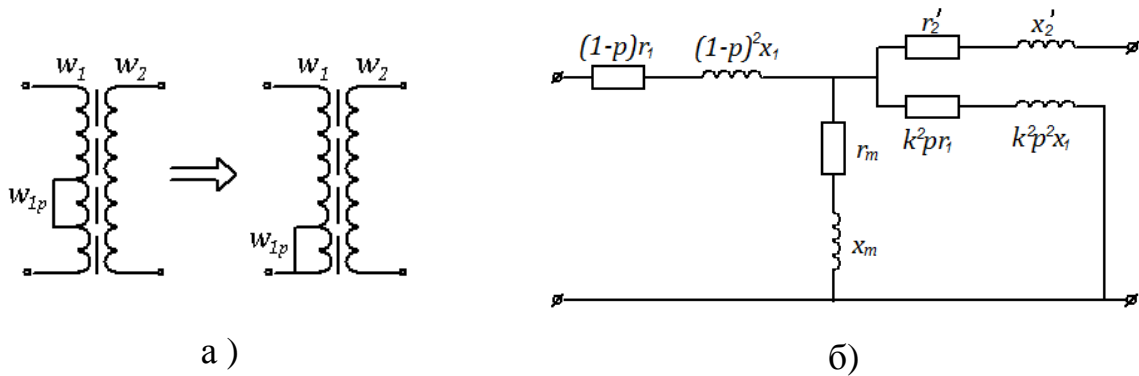
като тук r_1 и x_1 са активното и индуктивно съпротивления на първичната намотка на изправен трансформатор.

Анализът на ефекта междунавивково късо съединение може да се направи при разглеждане на трансформатора като обикновен трансформатор на празен ход или като автотрансформатор с вторична намотка свързана накъсо.

Трансформатор с отчитане на намагнитващия клон

Независимо от положението на междунавивковото късо съединение в първичната намотка, то може да се разглежда като такова в единия ъ край - фиг.2а. В заместващата схема на ненатоварен трансформатор параметрите на накъсосъединената част от намотката може да се представят свързани паралелно на намагнитващия клон - фиг.2б. В този случай накъсосъединения контур може да се приеме като вторична намотка на трансформатора и да се намери коефициента на трансформация

$$k = \frac{(1-p)w_1}{pw_1} = \frac{(1-p)}{p} . \quad (1)$$



Фиг.2. Трансформатор с междунавивково к.с. в първичната намотка
а) схематично представяне ; б) заместваща схема

Паралелният контур има еквивалентен импеданс със съставки

$$r_{eq} = \frac{\left(r_m \cdot \frac{(1-p)^2}{p} r_1 - x_m \cdot (1-p)^2 x_1 \right) \left(r_m + \frac{(1-p)^2}{p} r_1 \right) + \left(x_m \cdot \frac{(1-p)^2}{p} r_1 + r_m \cdot (1-p)^2 x_1 \right) \cdot (x_m + (1-p)^2 x_1)}{\left(r_m + \frac{(1-p)^2}{p} r_1 \right)^2 + (x_m + (1-p)^2 x_1)^2}$$

$$x_{eq} = \frac{\left(x_m \cdot \frac{(1-p)^2}{p} r_1 + r_m \cdot (1-p)^2 x_1 \right) \left(r_m + \frac{(1-p)^2}{p} r_1 \right) - \left(r_m \cdot \frac{(1-p)^2}{p} r_1 - x_m \cdot (1-p)^2 x_1 \right) \cdot (x_m + (1-p)^2 x_1)}{\left(r_m + \frac{(1-p)^2}{p} r_1 \right)^2 + (x_m + (1-p)^2 x_1)^2}$$

Пълното съпротивление на трансформатора ще бъде

$$z_k = (1-p) \cdot r_1 + r_{eq} + j \left((1-p)^2 \cdot x_1 + x_{eq} \right) \quad (2)$$

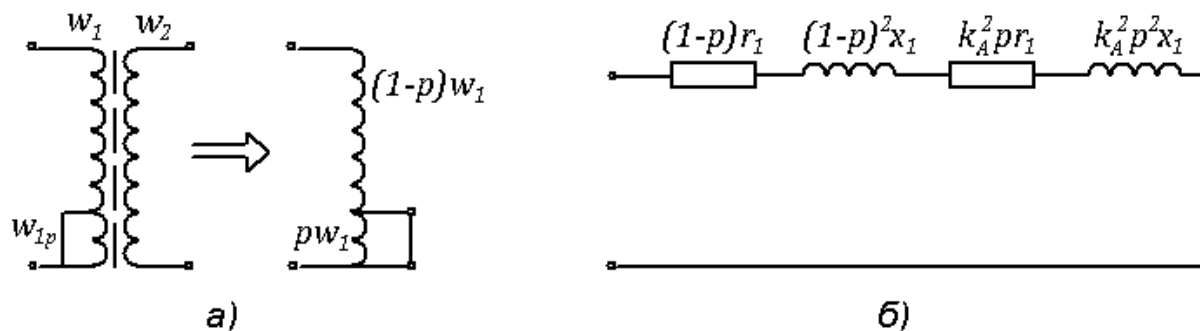
и съответно токът във външната верига и в незасегнатата част от първичната намотка

$$I_k = \frac{U_1}{z_k} = \frac{U_1}{\sqrt{\left((1-p)r_1 + r_{eq} \right)^2 + \left((1-p)^2 x_1 + x_{eq} \right)^2}} . \quad (3)$$

Токът в накъсосъединения контур ще бъде k пъти по-голям от този във външната верига т.е. $k \cdot I_k$.

Автотрансформатор с вторична намотка свързана накъсо

При ненатоварен трансформатор накъсосъединен контур в първичната му намотка може да се разглежда като затворена накъсо вторична намотка на понижаващ автотрансформатор – фиг.3а.



Фиг.3. Трансформатор с междунавивково к.с. в първичната намотка
 а) схематично представяне като автотрансформатор ; б) заместваща схема

Последователната намотка ще има $(1-p) \cdot w_1$ навивки и импеданс $(1-p) \cdot r_1 + j(1-p)^2 \cdot x_1$, а общата $p \cdot w_1$ навивки и импеданс $p \cdot r_1 + jp^2 \cdot x_1$. Коефициентът на трансформация като отношение на навивките на последователната и общата намотки е

$$k_A = \frac{(1-p)w_1}{pw_1} = \frac{(1-p)}{p} \quad (4)$$

Импедансът на късо съединение ще бъде (фиг.3б) :

$$z_{kA} = (1-p) \cdot r_1 + j(1-p)^2 \cdot x_1 + k_A^2 \cdot pr_1 + jk_A^2 \cdot p^2 x_1 = \frac{1-p}{p} (r_1 + j2p(1-p)x_1) \quad (5)$$

Токът във външната верига и в незасегнатата част от намотката е

$$I_{kA} = \frac{U_1}{z_{kA}} = \frac{U_1}{\frac{(1-p)}{p} \cdot \sqrt{r_1^2 + 4p^2(1-p)^2 x_1^2}} = \frac{U_1}{k_A \cdot \sqrt{r_1^2 + 4p^2(1-p)^2 x_1^2}} \quad (6)$$

Когато междунавивковото късо съединение засяга много малка част от навивките (т.е. p е много малко число), горният израз може да се опрости до

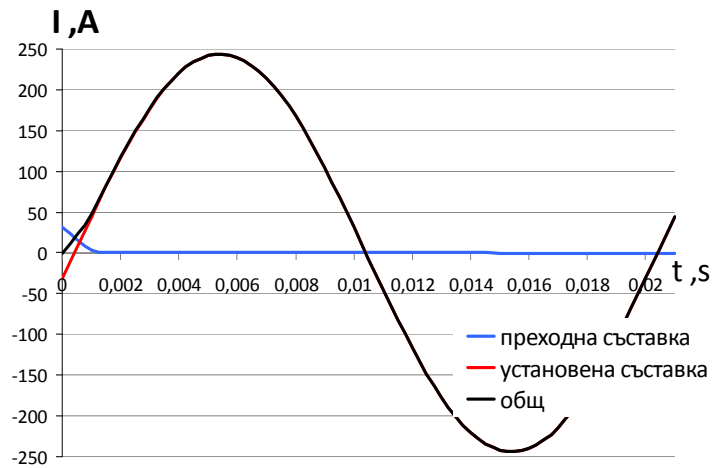
$$I_{kA} \approx \frac{U_1}{k_A \cdot r_1} \quad (7)$$

За трансформатор с мощност 3.5 kVA и напрежение 230V в табл.1 са показани, изчислени по двата начина, стойностите на установения ток във външната верига в зависимост от частта на намотката, засегната от междунавивково късо съединение. Разликите са незначителни и потвърждават разглеждането като автотрансформатор за коректно.

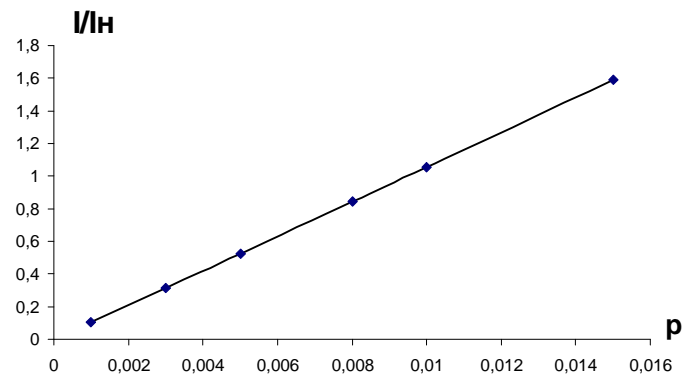
Таблица 1

	p	0,01	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
като АТ	I _{кА} (А)	15,8	82,3	172,7	381,7	642,6	986,9	1473,6	2220,5	3498,5	6107
обикновен	I _{кА} (А)	16,3	82,7	173,0	381,9	642,8	987,1	1473,8	2220,6	3498,6	6107
разлика	%	2,64	0,48	0,208	0,073	0,037	0,019	0,009	0,005	0,002	0,0005

Анализите показват, че при междунавивково късо съединение токът достига установената си стойност без преходен процес и има синусоидална форма - фиг.4. При късо съединение на малка част от навивките (до около 1%), каквито са най-често срещаните случаи, кратността на тока в незасегнатата част от намотката и външната верига спрямо номиналния е малка - фиг.5. Тъй като еднофазните трансформатори се защитават от предпазители или автоматични прекъсвачи с максималнотокова защита, те няма да реагират на повредата. Същевременно токът в накъсо-съединения контур е десетки и стотици пъти по-голям от номиналния и ще причини сериозни поражения на трансформатора. За разгледания пример той е 104 пъти номиналния за стойности на p в интервала от 0,001 до 0,015.



Фиг.4. Ток във външната верига при $p=0,1$

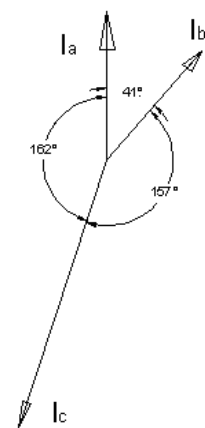


Фиг.5. Кратност на тока във външната верига при междунавивково к.с. на малък брой навивки в първичната намотка

3. Междунавивково късо съединение в една фаза на трифазен трансформатор

В трифазните трансформатори междунавивково късо съединение възниква обикновено само в една от фазите, но води до промяна на токовете и в трите фази. Наред с нарастване на стойността на тока в засегнатата фаза се увеличават стойностите на токовете в останалите две фази, променя се и дефазиранието между тях.

Проведените експерименти върху лабораторен модел на трансформатор с първична намотка свързана в звезда, при междунавивково късо съединение на 1,84% и на 3,68% от навивките показаха, че ъгълът между векторите на тока във фазата с късо съединение и двете изправни



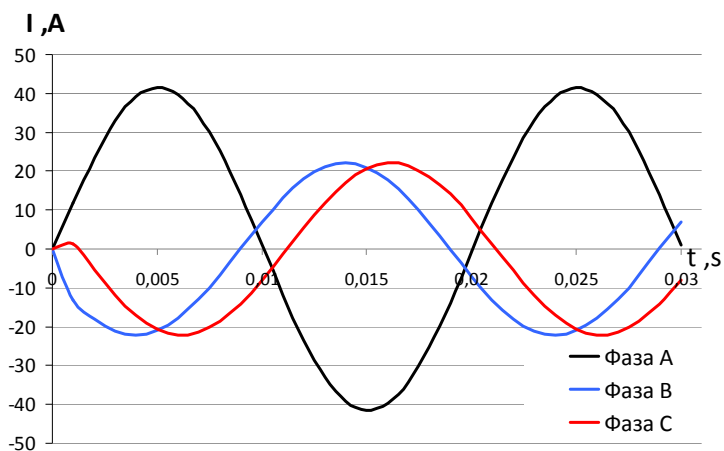
Фиг.6.

нараства до около 160° - фиг. 6.

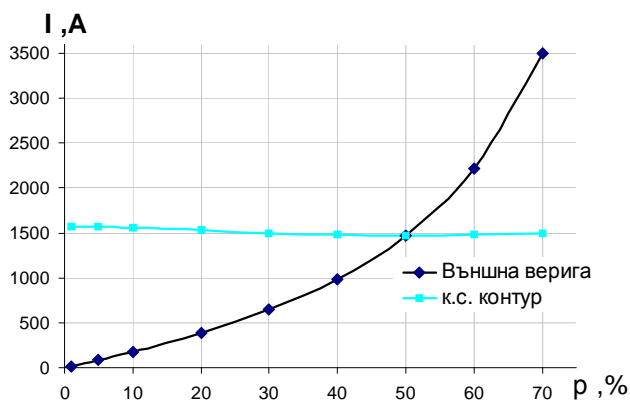
На базата на тази информация са проведени аналитични изследвания на междунавивково к.с. в първичната намотка на една от фазите на два сухи трифазни трансформатора от ядрен тип с мощности 1,6 kVA и 10 kVA в зависимост от броя на навивките в накъсосоъединения контур.

За трансформатора с мощност 10 kVA и номинален ток 15 A на фиг.7 са показани кривите на тока във външната верига при възникване на междунавивково к.с. на 1,84% от навивките ($p=0,0184$) на фаза А. Също както при еднофазния трансформатор и тук затихването на апериодичната съставка е много бързо и практически установената стойност на тока се достига без преходен процес.

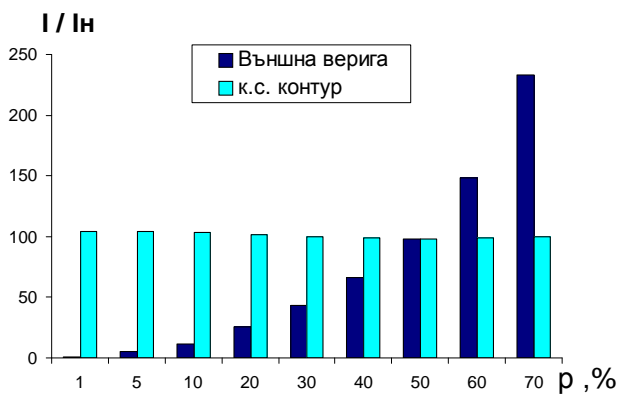
Това позволява анализът да се прави по ефективните стойности на установения ток. При тези условия ефективната стойност на тока във фазата с дефект е 2 пъти по-голяма от номиналната. Токът в двете незасегнати фази също нараства, но е приблизително 2 пъти по-малък от този във фаза А, докато в накъсосоъединения контур стойността му е над сто пъти по-голяма. Анализът показва, че независимо от обхванатия брой навивки, токът в контура е много голям и ще създаде недопустимо високо прегряване и електродинамични сили, които да повредят намотката на фазата. На фиг.8 са показани стойностите на токовете в незасегнатата и в накъсосоъединената части от намотката на фаза А в зависимост от процента на навивките, образуващи накъсосоъединения контур, а на кратностите им спрямо номиналния ток – на фиг.9. За да се покаже по-ясно тенденцията на развитие на процеса, изследването е разширено до твърде високите за междунавивково късо съединение 70% от навивките на намотката.



Фиг.7. Ток във външната верига на ненатоварен трансформатор с междунавивково к.с. на 1,84% навивки от фаза А

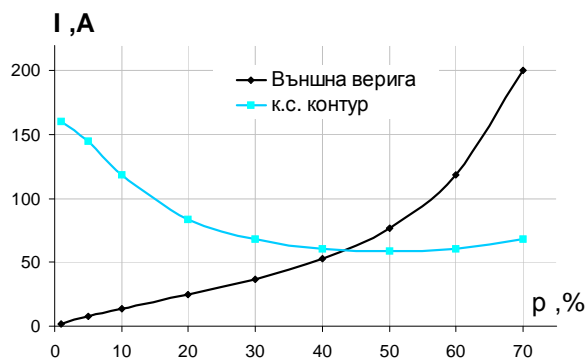


Фиг.8. Ток в к.с.контур и външната верига (тр-р 10 kVA)

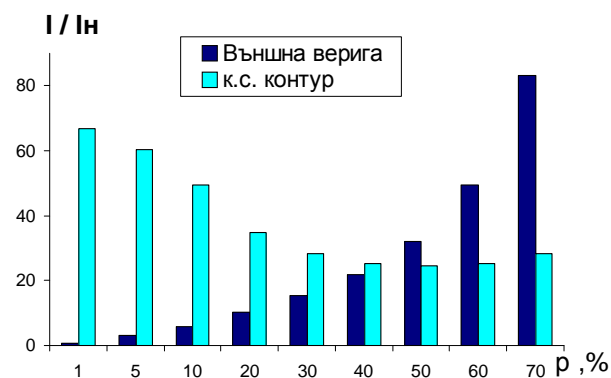


Фиг.9. Кратност на тока в к.с.контур и външната верига (тр-р 10 kVA)

За трансформатора с мощност 1,6 kVA и номинален ток 2,4 А същите зависимости са представени съответно на фигури 10 и 11.



Фиг.10. Ток в к.с.контур и външната верига (тр-р 1,6 kVA)



Фиг.11. Кратност на тока в к.с.контур и външната верига (тр-р 1,6 kVA)

5. Заключение

Сравнението между подходите за анализ на междунавивково късо съединение в първичната намотка на ненатоварен трансформатор с отчитане на намагнитващия клон и неговото разглеждане като автотрансформатор показва, че изследването може да се сведе до анализиране на процеса в понижаващ автотрансформатор в режим на късо съединение.

Проведените по този начин аналитични изследвания установиха, че при малки накъсосъединени контури (съдържащи по-малко от 1% от навивките на фазата) токът във външната верига не надвишава номиналния или го превишава със стойност, която не е достатъчна да задейства максималнотоковата защита.

Същевременно токът в контура от накъсосъединени навивки е десетки и стотици пъти по-голям от номиналния и отделените от него електрически загуби, както и големите електродинамични сили, ще доведат до разрушаване на намотката, ако трансформаторът не бъде своевременно изключен. Междунавивковото късо съединение в първичната намотка причинява протичане на значително по-голям ток в накъсосъединения контур в сравнение с това във вторичната намотка и има по-тежки последици, тъй като импедансът на късо съединение на трансформатора в този случай е по-малък.

При мрежовите трансформатори с голяма мощност за избягване на тежки последици от вътрешнонамотъчни дефекти се използват надлъжни диференциални защиты, но при разпределителните трансформатори такива защиты не са задължителни и навременното диагностициране и изключване на трансформатора е затруднено.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ангелов, А.М., Д.А.Димитров, Електрически машини, част 1, София, Техника, 1976.
- [2] Божилов, Г.Й., Преходни процеси и обобщена теория на електрическите машини. София, Издателство на ТУ-София, 2007.
- [3] Костенко, М.П., Л.М.Пиотровский. Электрические машины, ч.1, Энергия, 1973.
- [4] Нейман, Л.Р., К.С.Демирчян, Теоретические основы электротехники, част 3: Теория нелинейных электрических и магнитных цепей. Л., Энергоиздат, 1981.
- [5] Bengtsson C. Status and Trends in Transformer Monitoring. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 11, No. 3, pp.1379-1384, July 1996.
- [6] Todorov, G.T., G.J.Bojilov. Analysis of the surge current in case of interturn short-circuit in a transformer's secondary winding. Proc. of XVII Int. Symposium SIELA 2012, Bourgas, Bulgaria, 28-30 May 2012, Vol.1, pp.315-321.

Автори: проф. д-р инж. Ганчо Божилов – катедра “Електрически машини”, ЕФ, Технически Университет – София; ; E-mail address: gjboj@tu-sofia.bg; доцент д-р инж. Георги Тодоров - катедра “Електрически машини”, ЕФ, Технически Университет – София; ; E-mail address: gtto@tu-sofia.bg.

Постъпила на 18.10.2012

Рецензент проф. д-р Емил Николов

МЕТОДИКА ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ МЕХАНИЧНА УСТОЙЧИВОСТ НА НАНОСТРУКТУРИРАН ОКСИД

Валентин Видеков

Резюме: В материала е разгледана възможността да се променят механичните параметри на мембрани изготвени от аноден оксид на алуминия и необходимостта от тяхното измерване. Разгледани са статични и динамични параметри, и варианти за тяхното измерване. Направен е преглед на съществуващите методи и са предложени нови. Показани са предварителни експериментални резултати от прилагане.

Ключови думи: наноматериали, алуминиев оксид, механична устойчивост, измерване

METHODOLOGY OF INVESTIGATION MECHANICAL STABILITY OF NANOSTRUCTURED OXIDE

Valentin Videkov

Abstract: The paper presents the possibility to change the mechanical parameters of membranes prepared by anode of aluminum oxide and the need of their measurement. The static and dynamic parameters and options for experimental research are commented on. A methodology for such a research is proposed. The preliminary experimental results of applying the methodology and data about anisotropy of mechanical parameters are shown.

Keywords: nanomaterials, aluminum oxide, mechanical stability, measurement

1. Въведение

Алуминиевия оксид (Al_2O_3) намира приложение за създаване на различни електронни устройства. Използването му като подложка или за направата на различни инструменти се прилага отдавна [1]. В редица случаи същият може да се използва и в прахообразен вариант с различна форма на зърната. Алуминиевият оксид може да бъде използван и като конструктивен елемент и в микроелектромеханични устройства [2], а също така и в наноелектрониката [3].

Един от вариантите за приложение на алуминиевия оксид е използването му като мембрана в различни устройства. В тези приложения особено удачен е анодният оксид. Същият е известен от десетилетия и изследванията му продължават и до сега [4, 5]. Изследвания на слоеве и мембрани се правят както като самостоятелни елементи, така и като съчетание с подложката върху която са нанесени [6].

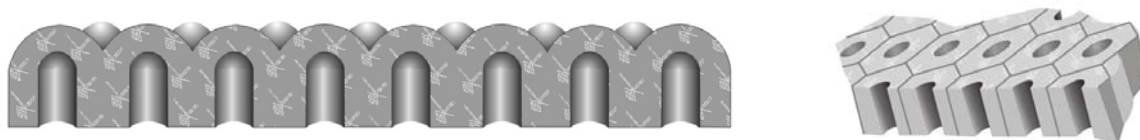
Параметрите на оксида можем да разделим на електрофизически и на механични. От друга страна можем да ги разгледаме като параметри при статично натоварване, при динамично и продължително въздействие..

2. Цел

При изготвянето на микро- и нано сензори широко се използват различни видове мембрани и греди. Освен широко използваните конструкции на основата на силиций могат да се прилагат и конструкции на основата на аноден оксид на алуминия. За него са изследвани редица електрически параметри [7], оптични характеристики [8], термични и други [9]. Болшинството от тях когато са свързани с измерване на параметрите на микро- и нано ниво изискват скъпи и сложни апаратни решения. Целта на настоящата работа е на основата на прегледа на съществуващите данни да се разработи методика за оценка параметри на анодния оксид на алуминия позволяваща сравнителен анализ за влиянието на технологията при използване на класически измерителни средства.

3. Конструкции

Конструктивно мембраната от аноден оксид на алуминия може да бъде от два типа – затворена мембрана с нанокуполна структура фиг.1.a и отворена представляваща оребрена гредка - фиг.1.b. При дебелина на мембраната многократно превишаваща диаметъра на порите същата може да се разглежда като единен вид обединяващ горните два типа. Характерното за първият вид е, че същата има несиметрични механични параметри, зависещи от общата дебелина на мембраната.



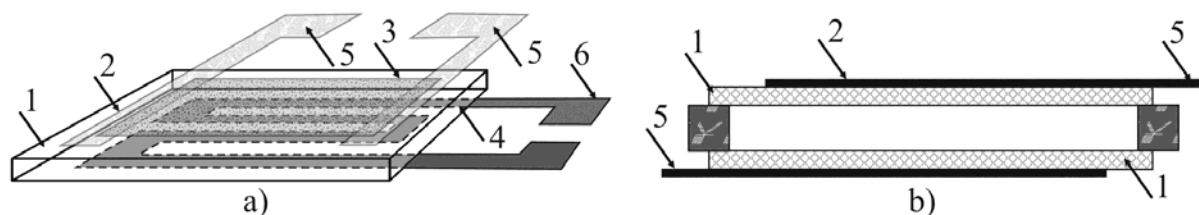
Фиг.1. Мембрани от наноструктуриран оксид.

В зависимост от посоката на натоварване мембраната ще има различно огъване. Това огъване е свързано с формата на купола, дебелината на стената, височината на цилиндричната част, състава на стената, запълването на порите. Всички тези елементи следва да бъдат определяни теоретично експериментално. Част от параметрите могат да бъдат определяни чрез сравнителен експериментален анализ.

3. Методика за експериментално изследване

Както бе казано в областта на електро физическите и оптически свойства са проведени редица изследвания на параметрите на анодния оксид [7], [8]. Съществуват обаче и параметри на оксида които са с комплексно влияние. На фиг.2.a е показана класическа схема на газов сензор реализиран върху мембрана от диелектрик с нагревателен елемент и на фиг.2.b - сензор на налягане реали-

зиран също чрез използване на диелектрични мембрани с нанесени метални слоеве.



Фиг.2. Принципна конструкция на газов сензор с нагревател а) и на сензор за налягане б).

Действието на газовия сензор се основава на промяната на проводимостта на чувствителния слой 3, която се измерва чрез контактните електроди 2. Те са нанесени върху диелектрична мембрана 1. За оптимална работа от долната страна на мембраната има нанесен тънкослоен нагревател 4 който се захранва от изводите 6. Сигнала се сваля от изводите 5. Аналогично сензорът на налягане регистрира промяната на капацитета между електродите 2 при деформирането на мембраните 1 под действие на налягането.

При работата на горните сензори могат да бъдат разгледани следните особености свързани с използване на диелектрични мембрани, и в частност от аноден оксид на алуминия. Включването на нагревателя при газовия сензор води до различно линейно разширение на самия нагревател, мембраната от аноден оксид и на сензорния слой. Ако мембраната е достатъчно тънка за да има ефективно загряване на сензорния слой, то тогава може да се получи деформиране на системата. Резултата ще е огъване на мембраната в една или друга посока. Непосредствено огъвана на такава мембрана имаме при сензора за налягане. Ако отчетем и особената конструкция на нанопорьозния оксид то въпросът с деформирането на мембраната се нуждае от специални изследвания.

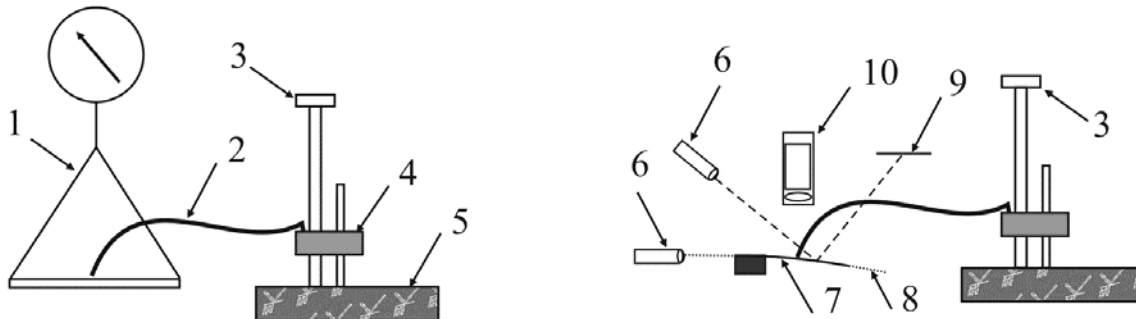
В кръга на горните изследвания могат да бъдат поставени следните две задачи – определяне на изотропността/анизотропността на деформирането на мембрана от аноден оксид на алуминий и устойчивостта на мембраната на многократни деформации (умора). Съпътстващо може да бъде изследването определящо влиянието на технологичния процес върху горните параметри.

- Определяне симетричността на деформиране на мембрана при механично въздействие от различна страна на мембраната

Целта на изследването е да се определи качествено и количествено разликата в огъването на наноструктурирана мембрана при механично натоварване в различна посока (страна дъно или отвори на порите). Трябва да бъдат решени следните основни въпроси:

1. Метод за създаване на малки механични усилия за огъване на мембраната и тяхното измерване. Механични усилия могат да бъдат приложени чрез непосредствен механичен натиск, чрез използване на въздушна струя, индиректно чрез електрическо, магнитно или термично поле.

Регистриране и измерване на огъването на мембраната. Поради малките премествания регистрацията може да се извършва чрез пряко наблюдение под микроскоп, използване на сензори за преместване, чрез наблюдение на отразен лъч или комбинирано. На фиг.3 е дадена принципната схема за натоварване на мембрана или греда от аноден оксид чрез използване на механично въздействие.

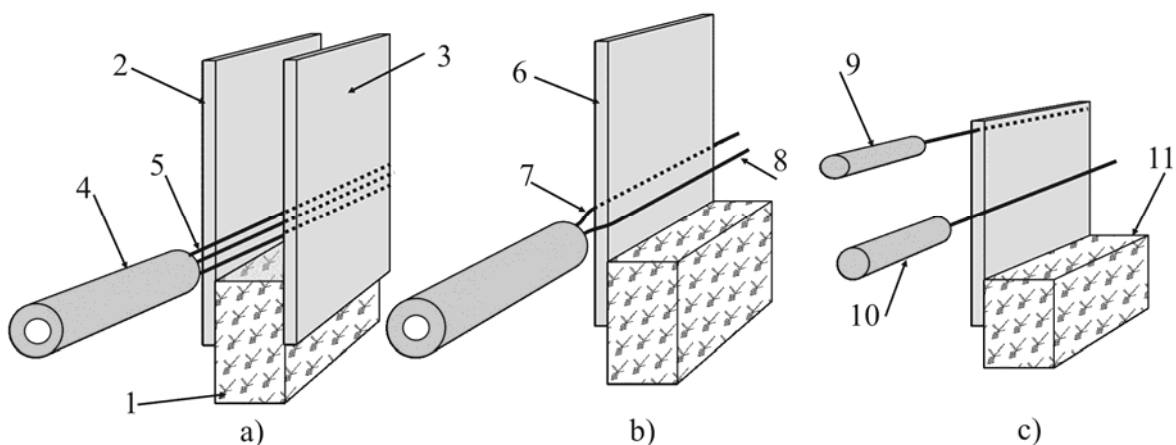


Фиг.3. Принципна схема за натоварване и отчитане на преместване

На фиг.3 е показана схема за първоначално еталониране на устройство за създаване на натиск, което представлява аналитична везна с най-малък разред на отчитане 0,1 mg – 1, върху която се прилага усилие чрез нишка 2 представляваща меден проводник с дебелина 40 μm , който е монтиран на държател 4. Държателят 4 се премества спрямо стойката 5 с помощта на микрометричен винт 3. След еталониране на усилието създавано при определено преместване се преминава към натискане на мембраната 7.

Отчитането на деформацията става чрез наблюдение под микроскоп – 10, или отчитане преместването на светлинно петно върху екран 9. За по-добро наблюдение може да се използва лазер – 6 който засветява мембраната. Засветяването може да бъде в режим на отражение или в режим на вътрешно засветяване, когато лъчът преминава по протежение на мембраната – 8.

На фиг.4 е дадена принципната схема за механично въздействие върху мембрана чрез използване на въздушна струя.



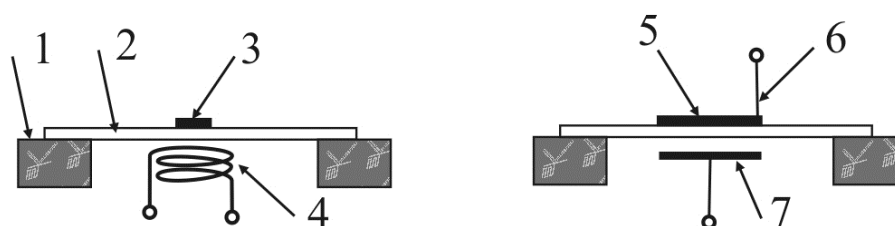
Фиг.4. Въздействие върху мембрана с въздушна струя и отчитане на огъването.

На фиг.4.a е показан метод за механично въздействие чрез въздушна струя 5 одухваща едновременно две мембрани 2 и 3. Въздушната струя се подава от микродуза 4, а разстоянието между пластините зависи от дебелината на пластината 1. В резултат между тях се получава подналягане и те се огъват в посока слепване. Методът е удачен при сравняване огъването на две мембрани с различни параметри в резултат на което ще имаме несиметрично огъване. Например с различен диаметър на порите, различна дебелина, или обърнати една срещу друга с дъно и отвори на порите. При фиг.4.b е показан вариант с обдухване на една мембрана 6. Обдухването може да е перпендикулярно на повърхността, под ъгъл или паралелно на равнината 7. В последния случай поради завихряне на потока мембраната започва да се огъва и вибрира.

Наблюдаването става под микроскоп, като имаме два варианта на засветяване: когато лъчът от лазера 9 се вкарва в мембраната или когато е на разстояние от нея – 10. В последния случай при пресичане на лъча от огънатата мембрана се получава блик.

- Определяне устойчивостта на многократни огъвания на мембрана

Необходимостта от познаване устойчивостта на многократни огъвания е свързана с надеждността на устройствата и за някои е от съществено значение. Такива са например сензорите за налягане или ускорение които са подложени на такива натоварвания. На фиг.5 са показани принципни схеми за тестване на мембрани по отношение на многократни огъвания.

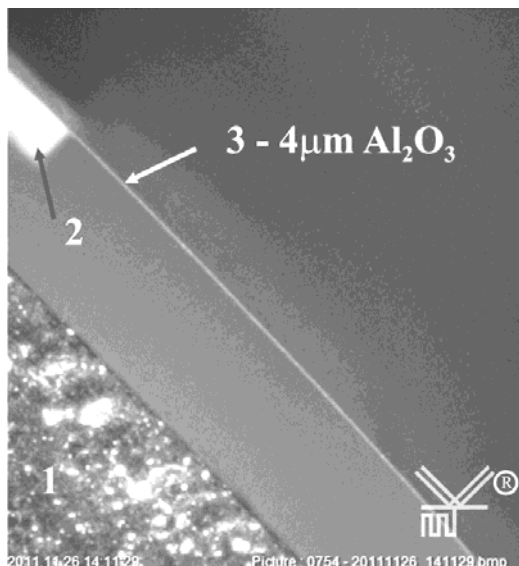


Фиг.5. Схеми за многократни натоварвания на огъване

Многократното натоварване е възможно и чрез методите разгледани на фиг.4, но могат да се прилагат и специализирани процедури. На фиг. 5 е показан метод за натоварване на мембрана 2 поставена върху фиксираща основа 1 чрез използване на електромагнитна система. Върху мембраната от аноден оксид се нанася тънък слой от желязо или пермалой 3, а под нея се монтира електромагнит 4. Чрез подаване на променлив ток се генерира променливо магнитно поле което привлича 3 и създава натоварването на огъване. Аналогичен е и варианта когато върху мембраната се нанесе електрод 5 и чрез подаване на потенциали с противоположни стойности върху електродите 6 и 7 се създава електростатична сила на привличане или отблъскване. При вторият случай картината е по-усложнена доколкото електрода е на значителна площ върху мембраната и влияе върху механичната устойчивост.

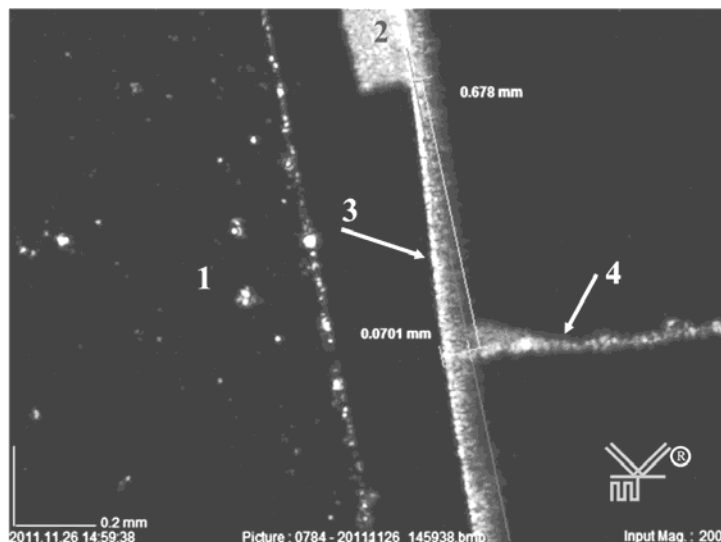
4. Експериментални резултати

На фиг.6 е показана тестова постанова за изпитване на мембрана от оксид. Върху държател 1 се разполага носеща основа 2 представляваща пластина от ситал СТ 50 който е изтънен чрез шлайфане. Върху ситала се нанася тънък слой разтворимо лепило и се залепва мембраната от аноден оксид 3. Възможно е и притискането на мембраната между две основи.



Фиг.6. Монтирана мембрана от оксид за провеждане на тестове

На фиг.7 е показан резултат от прилагането на методиката представена на фиг.3. Мембраната 3 е огъната чрез притискане с нишката 4 от изтънен меден проводник.

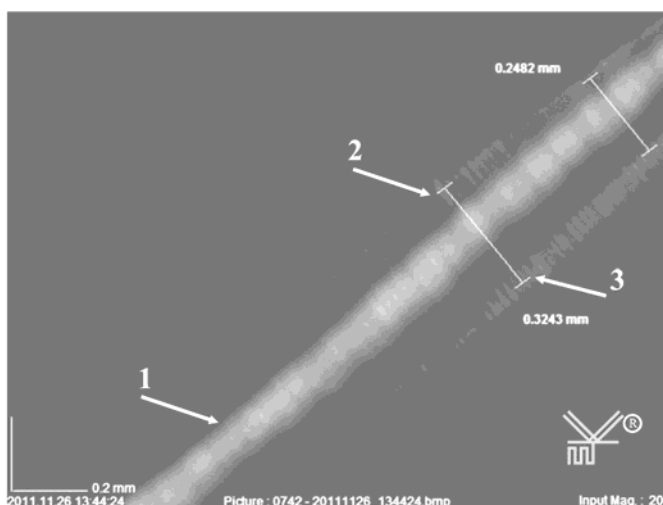


Фиг.7. Мембрана от оксид деформирана чрез натиск с нишка

За да се получи по-малка точка на контакт при натиска нишката химически е изтънена в областта на върха. Показаното деформиране на фигурата е получено при натиск от 21 mN измерено чрез аналитична везна. При 4μm мембрана се по-

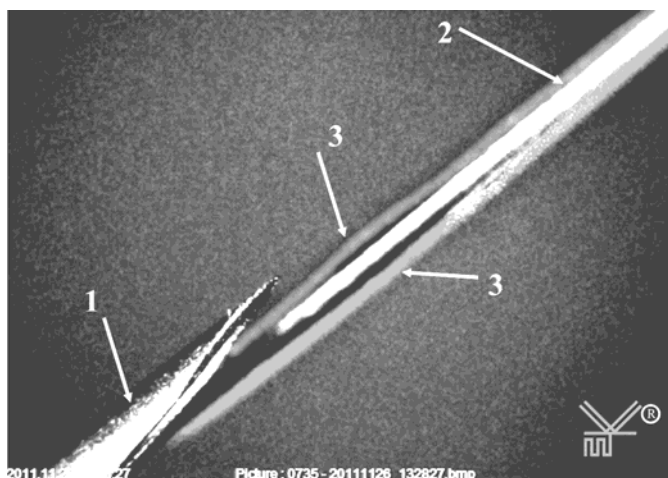
лучава разлика от порядъка на 8% в огъването при натиск от различната страна на мембраната.

На фиг.8 е показан резултат от прилагане на методиката представена на фиг.4. Към фиксираща пластина 1 са прикрепени 2 мембрани (2 и 3).



Фиг.8. Механично деформиране чрез въздушна струя

На фиг.9 е показана аналогична постановка при повишаване контрастността на мембраните чрез надлъжно засветване с червен лазерен лъч от показалка – мощност 5 mW.



Фиг.8. Мембрани осветени с лазер при обдухване с въздух

5. Заключение

В разработката са разгледани и представени резултати от експериментална проверка на методики за изследване на механичната устойчивост на мембрани от наноструктуриран аноден оксид. Разгледани са варианти за пряко механично въздействие чрез прилагане на натиск с еластичен елемент, а също така и косвено въздействие с използване на въздушна струя.

Експериментално е показано, че при малки дебелини на мембраната има анизотропност на механичните параметри, констатирано чрез сравняване на усилието за огъване от двете страни на мембрана.

Методиката позволява при паралелно тестване на две мембрани с еднаква дебелина да се окачествява и сравнява технологичния режим за изготвяне на мембраните.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] http://www.mt-berlin.com/frames_cryst/descriptions/sapphire.htm , 9.2011
- [2] Н.И.Михуров Алумооксидные микро-наноструктуры для микроэлектромеханических систем, Минск, „Беспринт” ,2004, ISBN 985-6722-84-5
- [3] Bongki Lee, Seong-Yong Park, Hyun-Chul Kim, KyeongJae Cho, Eric M. Vogel, Moon J. Kim, Robert M. Wallace, and Jiyoung Kim, Conformal Al₂O₃ dielectric layer deposited by atomic layer deposition for graphene-based nanoelectronics, *Appl. Phys. Lett.* 92, 203102 (2008); <http://dx.doi.org/10.1063/1.2928228>, 12.2011
- [4] http://www.rauschert.de/cms/front_content.php?idcat=42&lang=1, 10.2011
- [5] Jung, Hyun Young , Anodic aluminum oxide membrane bonded on a silicon wafer for carbon nanotube field emitter arrays, Jul 2006 <http://dx.doi.org/+10.1063/1.2216357> 10.2011
- [6] Lohrengel M.M. , Thin anodic oxide layers on aluminium and other valve metals: high field regime, *Materials Science and Engineering: R: Reports*, Volume 11, Issue 6, 15 December 1993, Pages 243–294
- [7] Горох Г.Г. Мозалев А.М. Метто С.К. Многоуровневая изоляция систем межсоединений на основе анодного оксида алюминия, *Электронная техника*, сер. 3 Микроэлектроника 1988 вып. 1 стр. 29 - 32
- [8] Carolyn K. Preston , Martin Moskovits, Optical characterization of anodic aluminum oxide films containing electrochemically deposited metal particles. 1. Gold in phosphoric acid anodic aluminum oxide films, *J. Phys. Chem.*, 1993, 97 (32), pp 8495–8503
- [9] S.G. Yang at all, Stability of anodic aluminum oxide membranes with nanopores, *Physics Letters A*, Volume 318, Issues 4–5, 17 November 2003, pp. 440–444

Автор: Валентин Христов Видеков, доц. д-р Технически университет - София, катедра „Микроелектроника”; E-mail address: videkov@tu-sofia.bg

Постъпила на 18.10.2012

Рецензент проф. д-р Тихомир Таков

ИЗСЛЕДВАНЕ НА НАНОСТРУКТУРИРАН ОКСИД

Валентин Видеков, Боряна Цанева, Дмитрий Плякин

Резюме: В материала е разгледана възможността да се променят параметрите на мембрани изготвени от аноден оксид на алуминия. Изменението касае параметрите на наноструктурирани мембрани използвани като конструктивни елементи. Показани са варианти за запълване на нанопорите на оксида и промяната на параметрите му. Показани са експериментални резултати от изследвания.

Ключови думи: наноструктуриран оксид, аноден оксид, наномембрани

STUDY OF NANOSTRUCTURED OXIDE

Valentine Videkov, Boryana Tzaneva, Dmitry Plyakin

Abstract: The possibility to change the parameters of the membranes prepared by anode of aluminum oxide is considered in this paper. The change concerns the parameters of nanostructured membranes used as constructive elements. Options for filling the oxide nanopores and change its parameters, as well as the results from experimental studies are shown.

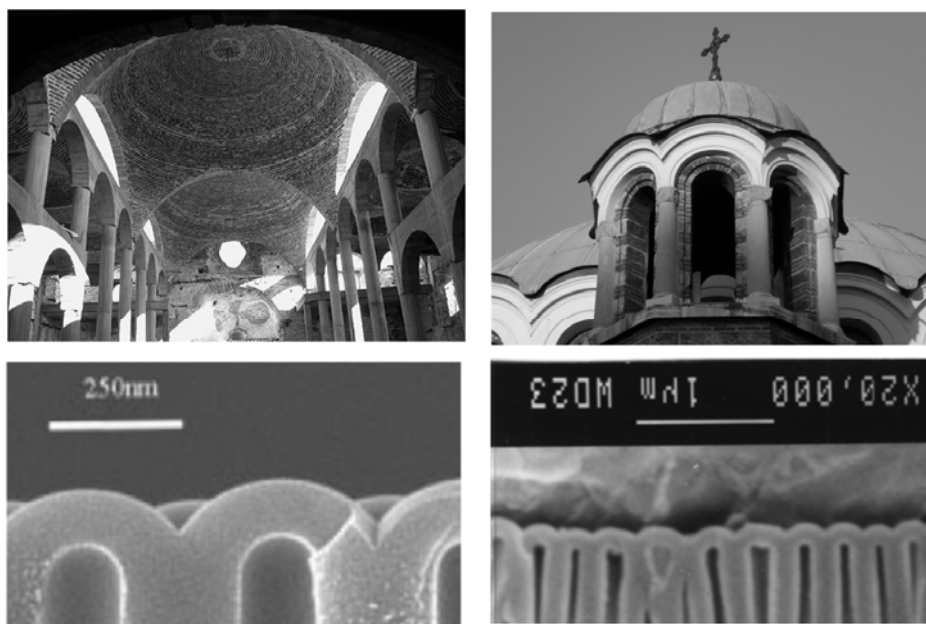
Keywords: Nanostructured oxide, anode oxide, nanomembranes

1. Въведение

Алуминиевия оксид (Al_2O_3) се използва широко в електрониката и микроелектрониката. Същият се използва както в монокристална модификация (сапфир, рубин) [1], синтерован във вид на носещи подложки в хибридна технология [2], прахообразен като пълнител за подобряване параметри [3], така и като тънък слой [4]. Същевременно през последните две десетилетия в практически всички области навлязоха микроелектромеханичните системи (MEMS) [5]. Класически материал за тяхното изграждане е силицият [6]. В конструкцията на MEMS се използват редица елементи, като част от тях представляват различни мембрани и греди. За тяхното изготвяне могат да се използват и несилициеви материали. Такива могат да бъдат полимери, метали или оксиди. Използването на оксиди за изготвяне на мембрани в MEMS и различни сензорни структури е резултат от прилагане на технологии от микроелектрониката [7] [8]. С развитието на нанотехнологиите се появи интерес и към прилагането на нанопорозния алуминиев оксид получен чрез анодиране [9]. Характерното за него е възможността да бъдат запълвани нанопорите с различни материали [10], което води до промяна на свойствата на слоя.

2. Задача

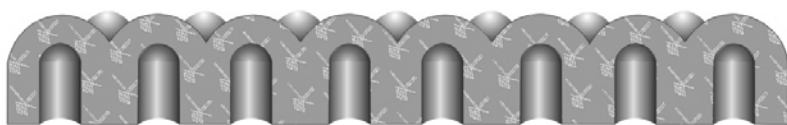
В съвременните микроелектромеханични системи широко приложение намират различни мембрани. Към тях се поставят изисквания за механични, термични, електрически и други изисквания. В зависимост от тези изисквания се използват различни материали и технологии за изготвяне. Интерес представлява възможността за създаване на мембрана от материал позволяващ широк диапазон на промени в параметрите. Като такъв ще бъде разгледан анодният оксид на алуминия. Същият може да се използва като аналог на известни строителни и механични конструкции. На фиг.1 са дадени примери за такова сравнение.



Фиг.1. Куполни конструкции на макро и нано ниво.

3. Конструкции

Конструктивно мембраната от аноден оксид на алуминия може да бъде от два типа – затворена мембрана с нанокуполна структура фиг.2.a и отворена представляваща оребрена гредка – фиг.2.b. Характерното за първият вид е, че същата има несиметрични механични параметри, зависещи от общата дебелина на мембраната.



2a



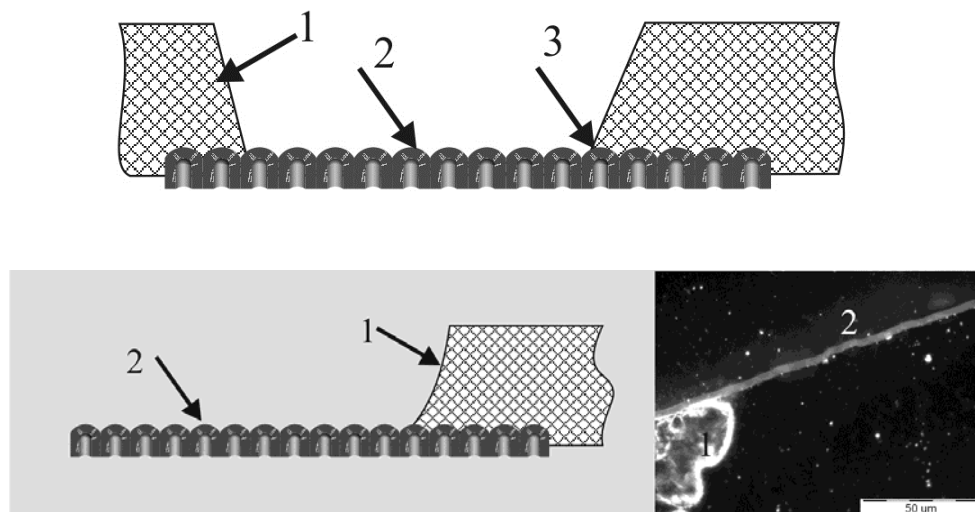
2b

Фиг.2. Затворена и отворена мембрани от наноструктуриран оксид.

В зависимост от посоката на натоварване мембраната ще има различно огъване. Това огъване е свързано с формата на купола, дебелината на стената, височината на цилиндричната част, състава на стената. Технологично непосредствено може да се управлява диаметъра на пората, а разположението им е константно

съотношение спрямо диаметъра. Вторият пряк технологичен параметър е дебелината на оксида – височината на цилиндричната част. С втори технологичен процес може да се извършва промяна на диаметъра на пората чрез разтваряне. Трети технологичен процес позволява запълване на пората.

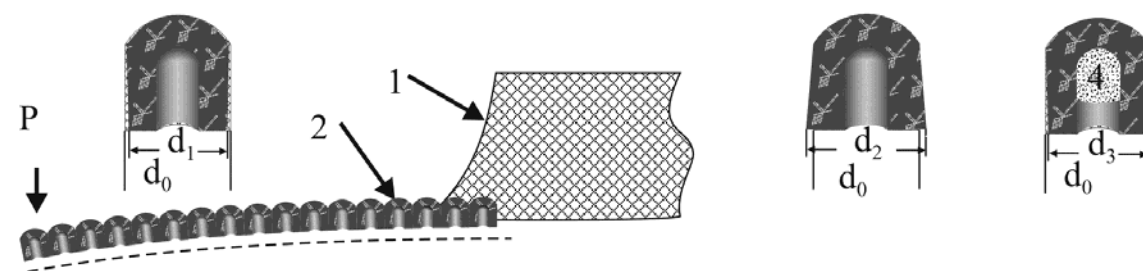
Общо могат да бъдат разгледани два типа конструкции с приложение на мембрани и два типа натоварване. Приложението на мембраните може да бъде в зависимост от фиксирането на същата към носещата конструкция, което е с твърдо захващане от всички страни или когато част/изцяло от мембраната позволява преместване. На фиг.3 са показани такива случаи.



Фиг.3. Конструкции на мембрани захванати от две страни или едностранно.

1 – основа, 2 – мембрана от аноден оксид, 3 – захващане на мембраната.

На фиг.4 са показани схеми за три различни варианта на деформация на мембраните в зависимост от посоката на усилието и запълването на порите.



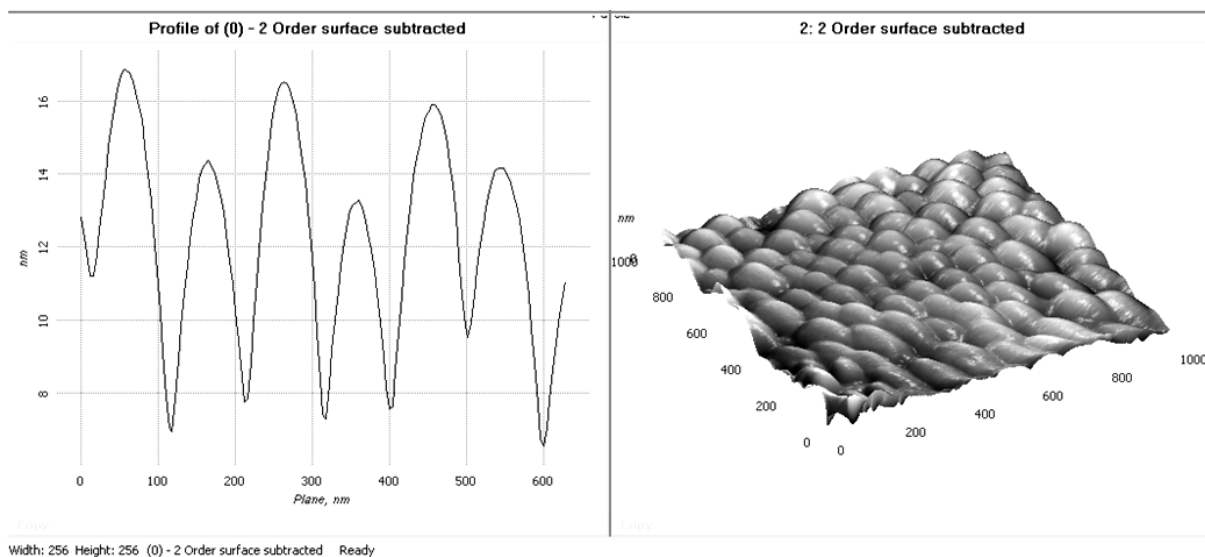
Фиг.4. Огъване на мембрана от аноден оксид – 1 основа, 2 – мембрана, 4 – пълнител на пора. Промяна размера на единичната клетка.

При натоварване от страна на дъното на порите деформирането на мембраната се стреми да промени диаметъра на пората от изходния d_0 към по-малък d_1 – свиване на отвора. Ако натоварването е от страната на порите огъването е в обратна посока и диаметъра на порите се стреми към увеличаване – d_2 . При пори които са частично запълнени деформацията е ограничена, а също така зависи и от механичните параметри на пълнителя.

4. Експеримент

За създаване на валиден модел описващ процесите на деформация при нанотаварване на мембраните е необходимо да бъдат изследвани и определени основните геометрични параметри. Такива са физическо разположение на порите и размерност, форма на дъното, възможност за запълване и други. Създаването на мембрани с различна дебелина и пори е изследван процес. Постигнати са дебелини от 0,5 до 50 μm , като за настоящия случай интерес представляват малките дебелини. В разгледаните по-долу експерименти бе обърнато внимание на два елемента от технологията на мембраните – формата на външната повърхност на дъното и възможността за запълване на порите .

Проверката на формата на дъното се извършва като се израства аноден оксид върху алуминиево фолио с висока чистота. След израстването тилната страна (алуминият) се разтваря със селективен етчер и се освобождава повърхността на дъната. Същите се изследват с помощта на атомно силов микроскоп (AFM) с високо разрешение. С помощта на такъв микроскоп могат да се получат тримерни изображения. На фиг.5 са показани част от резултати за образци изготвени в ТУ-София и изследване проведено в катедра „Микро и наноелектроника” на БДУИР гр. Минск.

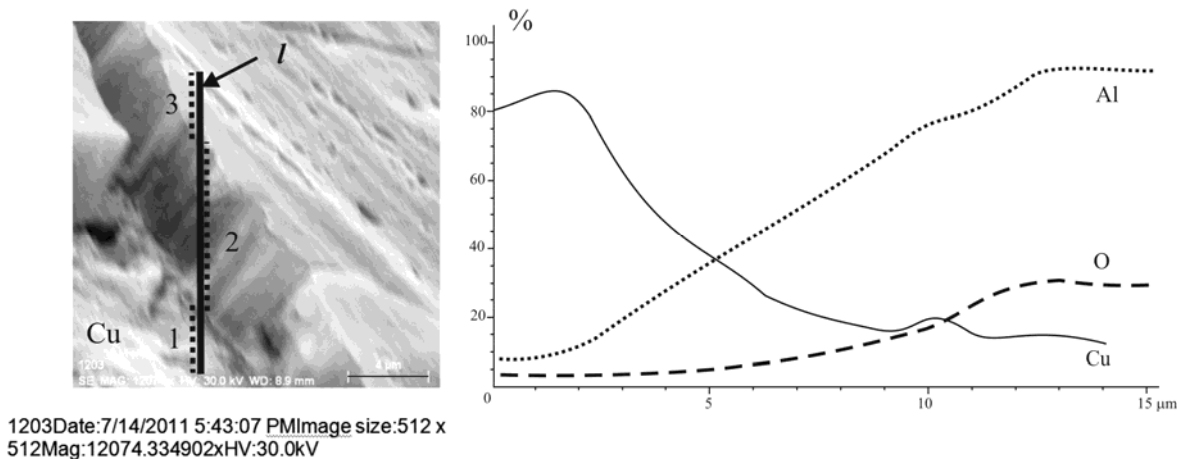


Фиг.4. Профил на дъната на аноден оксид след селективно ецване.

Запълването на порите с мед (или друг материал) може да се извърши по различни методи, като един от най-често използваните е електрохимичния. Интерес представлява да се оцени запълването на порите по височина. Един от методите е да се правят серия шлифове, но доколкото размерите на порите са в подмикронната област, наблюдаването им с класически металографски микроскоп е затруднено. Втори метод е изготвянето на ломове които да бъдат наблюдавани на електронен микроскоп. Приготвянето на ломове с необходимия контраст показващ различните материали също изисква специална техника.

Съществува и трети вариант при който отново се използват ломове, но запълването с метал например се контролира чрез електронен анализ на веществото. Тогава отчитайки разпределението на елементите по дадено направление можем

да отчетем и запълването на порите. На фиг.5 са показани експериментални резултати от такъв анализ извършени в катедра „Физика на твърдото тяло и микроелектроника” в СУ „Кл. Охридски” с помощта на сканиращ електронен микроскоп JOEL 840A.



Фиг.5. Разпределение на елементите в лом на запълнен с мед нанопорьозен аноден оксид на алуминия.

На фиг.5 е показана линията на сканиране *l* която обхваща три зони. Зона 1 представлява мед която е израснала през порите на оксида и се е сляла в обща пластина. Зона 2 е лом (вертикален профил) на оксид запълнен с мед и зона 3 е дъното на порите след премахване на основата от алуминий. На графиките ясно се вижда че в зона 1 имаме основно съдържание на Cu, а в зона 3 имаме постоянно съотношение на алуминий и кислород (Al_2O_3), и Си в порите. Плавното преминаване на графиките от едното в другото състояние се дължи на обема от който се извършва анализа, който е около $1\mu m^3$.

5. Заключение

В материала е направено разглеждане на анодния оксид на алуминия като конструкционен материал за микро и наномембрани. Направена е аналогия с известни строителни конструкции и като следствие е предложена хипотеза за несиметрични характеристики на мембраните от наноструктуриран Al_2O_3 в зависимост от посоката на натоварване.

За определяне на тези характеристики са направени предварителни експерименти по определяне на геометрични и материални характеристики на оксида.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Денисов С.А., Шенгуров В.Г., Светлов С.П., Чалков В. Ю., *Низкотемпературный рост слоев кремния на сапфире методом сублимационной молекулярно-лучевой эпитаксии*, Физика твердого тела УДК 621:375 • 592:546.289 2009, № 2, с. 49–54

- [2] [http://americas.kyocera.com/kicc/pdf/Kyocera%20\(substrates\)%20Electronic%20Fine%20Ceramics.pdf](http://americas.kyocera.com/kicc/pdf/Kyocera%20(substrates)%20Electronic%20Fine%20Ceramics.pdf), 9.2011
- [3] Qiu Long Ji, Ming Qiu Zhang, Min Zhi Rong, B. Wetzel and K. Friedrich *Tribological properties of surface modified nano-alumina/epoxy composites* Journal of Materials Science Volume 39, Number 21, pp. 6487-6493
- [4] Gutsche M., at al. *Atomic Layer Deposition for Advanced DRAM Applications* <http://www.chem.hanyang.ac.kr:8001/hanyang/professor6/upload/ALD%20for%20Advanced%20DRAM%20Applications.pdf>, 7.2011
- [5] Mario H. Castro-Cedeno *The MEMS Applications Engineer* <https://ritdml.rit.edu/bitstream/handle/1850/990/CastroCedeno,%20Mario%20H.The%20Mems%20Applications%20Engineer.pdf?sequence=6>, 11.2011
- [6] Katehi, L.P.B. at al. , *MEMS and Si micromachined circuits for high-frequency applications*, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on V50, Issue 3 2002 pp. 858-866
- [7] L.A.Donohue, J.Hopkins, R.Barnett, A.Newton, A.Barker, *Developments in Si and SiO2 Etching for MEMS based optical applications*, Proceedings of SPIE Vol. 5347, 2004 pp.44 – 53
- [8] Hai Ni, Hoo-Jeong Lee, Ainissa G. Ramirez, *A robust two-step etching process for large-scale microfabricated SiO2 and Si3N4 MEMS membranes*, <http://www.eng.yale.edu/images/articlpdf/robust%20two%20step.pdf>, 5.2011
- [9] M. Roodbari at al. *Nano structural properties of Al2O3/SiO2/Si in Integrated electronic Systems*, International Journal of ChemTech Research, ISSN : 0974-4290 Vol. 3, No.3, pp 1681-1685, July-Sept 2011
- [10] Mohammad A., at al., *Electrodeposition of Indium Antimonide Nanowires in Porous Anodic Alumina Membranes*, <http://www.physics.purdue.edu/quantum/files/MicroNano20symposium%20proc%20-%20Electrodeposition%20of%20In-Sb%20Nanowires.pdf> 9.2011

Автори: Валентин Христов Видеков, доц. д-р Технически университет-София, катедра „Микроелектроника“; E-mail address: videkov@tu-sofia.bg; Боряна Рангелова Цанева, гл. ас. о-р Технически университет-София, катедра „Химия“; E-mail address: borianatz@tu-sofia.bg; Дмитрий В. Плякин, Белоруски държавен университет по информатика и радиоелектроника гр. Минск, катедра „Микро и наноелектроника“; E-mail address: dimonlexx@tut.by

Постъпила на 18.10.2012

Рецензент проф. д-р Тихомир Таков

ПРОЕКТИРАНЕ НА ОСНОВНИТЕ ЕЛЕМЕНТИ НА КОМУНИКАЦИОНЕН МОДУЛ В GPS СИСТЕМА

Даниела Минковска, Йордан Марков

Резюме: Статията представя процеса на проектиране на основни елементи на комуникационен модул в GPS система на служба за пътна помощ. Описани са основните функционални блокове на комуникационния модул и подсистемите за връзка между него и останалите елементи в структурата на GPS системата. Показани са основните блок-схеми и алгоритми за тази реализация. Правят се заключения за приложението на проектираните елементи и за бъдещата реализация на комуникационния модул.

Ключови думи: GPS, пътна помощ, комуникационен модул, подсистеми, ядро, декодер, алгоритми.

DESIGN OF MAIN ELEMENTS OF COMMUNICATION MODULE IN A GPS SYSTEM

Daniela Minkovska, Jordan Markov

Abstract: The presented article is describing the process of the design of the main components of communication module in a fleet management system for roadside assistance service. Described are the main functional blocks of the communication module and the subsystems for connection with other modules in the fleet management system. The main flowcharts and algorithms for the realization are presented. Conclusions for the application of the designed components and the future realization of the communication module are made.

Keywords: GPS, roadside assistance, communication module, subsystems, kernel, decoder, algorithms.

1. Introduction

Development of quality fleet management systems with a real world application is a key element of the continuously evolving branch of computerization of the transportation. Roadside assistance service consists of dispatcher center, in which all user requests are processed and specialized vehicles which transport damaged vehicles. The specialized vehicles are spread across the territory of Bulgaria. The communication between the dispatcher center and the onboard computers in the specialized vehicles is accomplished by the communication module (Figure 1).

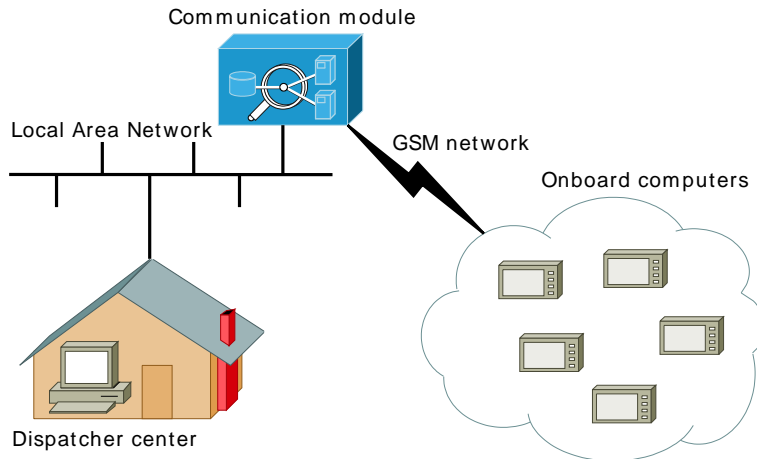


Figure 1: Aggregate structure of the system for management and control

The efficient communication between the roadside assistance service and the clients is accomplished by use of specialized hardware, system and application software [1]. Successful development and deployment of such systems requires knowledge and expertise in different fields: programming and information technologies, computer architecture and communication technologies. Big part of the science research and development in that field is directed towards new strategies for communication with the vehicle onboard computers.

2. Main functional blocks of the communication module

The communication module consists of five main subsystems. The subsystems' actions are coordinated and monitored by a kernel (Figure 2). The kernel of the system acts as a mediator between the different subsystems. Messages and commands are exchanged using the kernel. The kernel monitors the remaining modules, and in case of software malfunctioning, if there is a need, it restarts the crashed module or reports to a competent staff and stops the whole system.

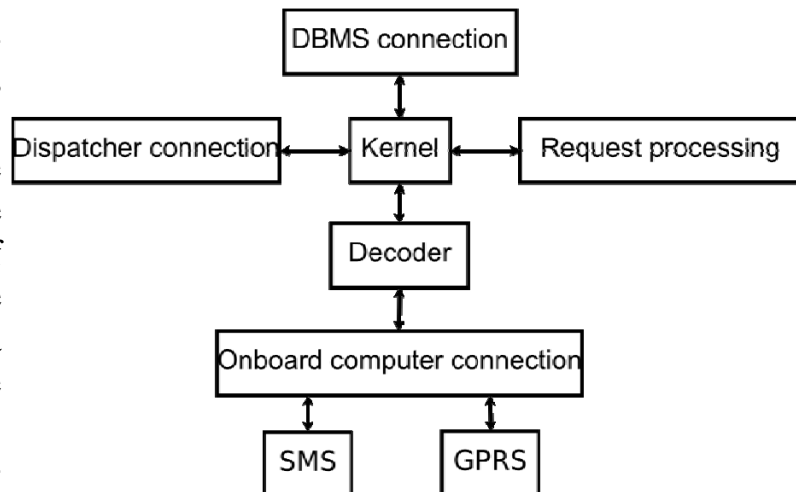


Figure 2: Main functional blocks

DBMS connection – this module controls the communication of the system with the DBMS;

- dispatcher connection – this module controls the connection of the system with the dispatcher application;
- onboard computer connection – this module controls the connection of the system with the onboard computers in the service vehicles;
- decoder – this module decodes the received messages from the onboard computer and routes them to the interested module;

- request processing – this module receives and processes the requests for transportation of damaged vehicle;

The communication module contains functionality, which is spread over all subsystems, like log management, error processing, configuration, monitoring and error reporting (Figure 3).

The log is implemented using log4net, part of Apache Logging Services [2]. The log supports filtering and recording of log messages in different ways – in a log file, on the console, remote logging using UDP protocol, in the syslog on UNIX based systems and others. Depending on the configuration in the log are recorded messages of five different levels:

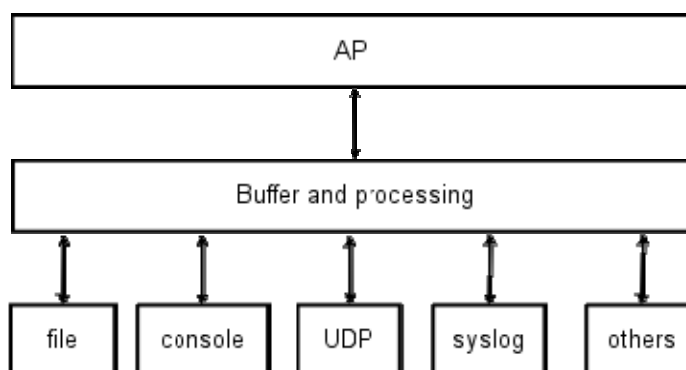


Figure 3: log4net structure

- **DEBUG** – messages, intended to help debugging, diagnostics and configuration of the application. During normal operation they are not shown;
- **INFO** – information for events and actions, taken by the program. They are used only if problems are expected, or during configuration and diagnostics. They provide context for the debugging messages;
- **WARN** – messages about potential problems, which do not affect the program directly;
- **ERROR** – messages about errors, from which the system can recover automatically, but with temporary loss of data or functionality;
- **FATAL** – messages about errors, from which the system cannot recover automatically. After such event, the system shuts down completely or turns off some of its components permanently.

The different components of the logging subsystem support different filters and formatting.

In all places, where errors independent from the communication module (for example modem malfunction or broken database connection), this errors are cached and processed. For higher reliability and quicker resolving of problems parallel to the communication module is running an application, which monitors the log file for unusual patterns and alerts the application administrator via email.

The monitoring of used resources is implemented using the open source application *munin* [3]. This application does not support monitoring of specific for the communication module resources and automatic alerting in case of a problem, but its modular structure and open source license allow for easy modification.

The communication module of the system for management and control of roadside assistance fleet is server, part of client-server architecture, it does not have graphical user interface. The communication module works as a Windows service or UNIX daemon, depending on the used operating system. The system – user interaction is accomplished via configuration files on one side, and log files and email alerts on the other.

The configuration file is in XML format, which helps for better structure and easy reading both by the application administrator and the application. For validation of the syntax existing tools may be used, like XML validation program or W3C markup validation service. There is the potential of application with graphical user interface for easier configuration.

3. Subsystem for connection of the communication module with other modules

The communication module is responsible for transmission and processing of the data, received from onboard computers and for processing the actions of the dispatchers in the system. The main subsystem for connection of the communication module with other modules is:

- DBMS connection subsystem – this subsystem provides an API for the other subsystems. The subsystem monitors the connection with the DBMS and reestablishes it if it is broken (Figure 4).

After starting, the subsystem waits for requests for DBMS operations. On arrival of an operation, the subsystem tries to execute it. In case of an error the error is checked and attempt for recovery is made.

- Dispatcher connection subsystem – this subsystem continuously manages a list with all connected network clients, identified by their network address, user name and password. In case of a problem the connection is immediately broken and its record is deleted from the list. It is assumed that if the physical connection is functioning properly the client will reestablish the connection (Figure 5).

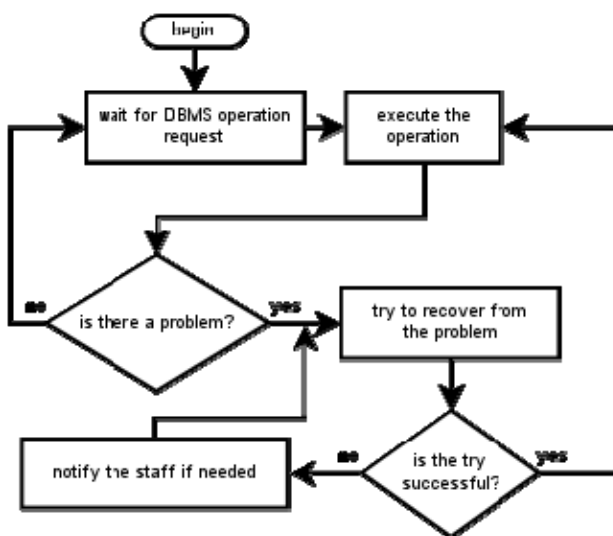


Figure 4: DBMS connection flowchart

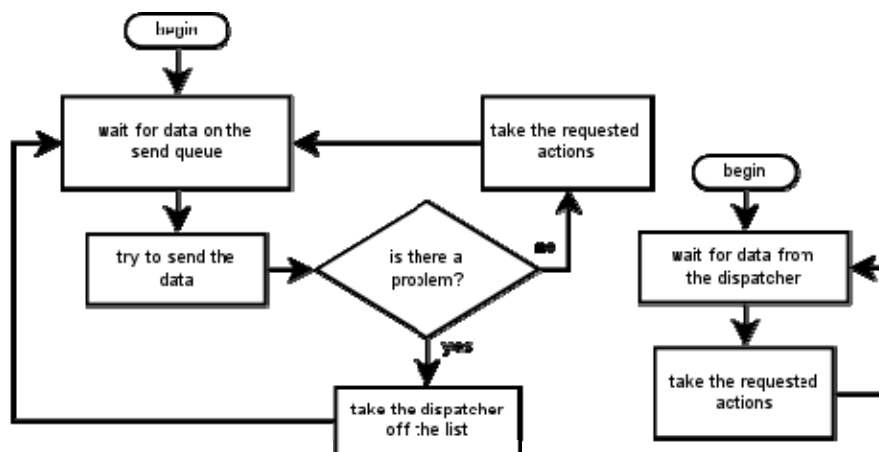


Figure 5: Dispatcher application connection management

The connection of the communication module with the dispatcher application is using a specialized protocol from the seventh layer of the OSI model (the application layer) [5][6]. When the server sends a packet, the client application must return either an

acknowledgment if no data is requested, or the requested data. When the client sends a packet, the server responds in the same way.

Every data packet, sent or received by the server, consists of three parts in the form:

`command;id=[data,data,...,data];CRC32;`

where:

- *command;id* is unique command identifier – short text, usually an abbreviation of the command name, followed by unique for the current session ID. The ID is used for ensuring the correspondence of the request with the reply, because in case of asynchronous communication the order of the replies is not guaranteed to be the same as the order of requests;
- *data* are different text data, dependent on the concrete command, separated with a comma. If in the text must be included special symbol, it is replaced by escape sequence, similar to the one in the programming language C. If binary data must be sent, the data is encoded in Base-64 encoding. The Base-64 encoding has two stages. First, the data stream is separated in groups of three consecutive bytes (24 bits) and then the three-byte groups are divided in four six-bit numbers. In the second stage every six-bit number is looked up in a standard table to find its ASCII representation [7];
- *CRC* – four-byte CRC checksum of the whole message in hex encoding for checking of any errors in the message transmission.
- Onboard computer connection subsystem – it manages the connection between the communication module and the onboard computers (Figure 6).

Received via SMS and GPRS packets are separated one from another, the two streams are combined and added to a common buffer. The data in the buffer is fed to the decoder and simultaneously they are recorded to non-volatile memory. The non-volatile memory is used in the case of another subsystem temporarily unavailable or too slow. The data stream, which is to be sent to the onboard computer, is added to another buffer. Before sending the IMEI number of the GPRS unit and the type of the message is calculated. Based on these data the network address (IP address or telephone number) and the method of sending (SMS or GPRS) are calculated.

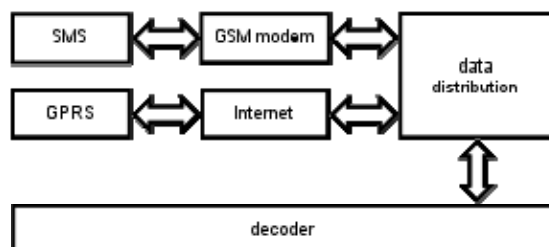


Figure 6: Structure of the decoding subsystem and the connection with the onboard computer

The SMS messages are sent through GSM modem, communicating with the communication module using AT command language (Table 1).

Table 1: Commands used from the AT command language

Command	Description
<code>AT+CPIN=<PIN><CR><LF></code>	Enter the PIN code of the SIM card.
<code>AT<CR><LF></code>	Dummy command. Used to check the connection with the modem.
<code>ATE0<CR><LF></code>	Stop the echo.

Command	Description
<i>ATD</i> <number><CR><LF>	Dial telephone number for voice conversation.
<i>ATH</i> <CR><LF>	Hang up a conversation.
<i>ATA</i> <CR><LF>	Answer a call.
<i>AT+CMGS</i> =<number><CR><LF>	Begin SMS to a telephone number.
<i>AT+CMGF</i> =1<CR><LF>	Set text mode on the modem.
<i>AT+CREG?</i> <CR><LF>	Check the GSM network status.
<i>AT+CNMA</i> <CR><LF>	Confirmation for received SMS.
<i>AT+CNMI?</i> <CR><LF>	Reading of the settings for SMS receiving.

For the communication via the GPRS protocol the same TCP server as in the dispatcher communication is used, but with different seventh layer protocol (from the OSI model). The realization of this protocol is done in the decoder.

- Decoder subsystem – the decoder is communicating with the onboard computer using extended NMEA protocol. To the standard NMEA are added commands for sending vehicle status, text messages and commands for configuration (Figure 7).

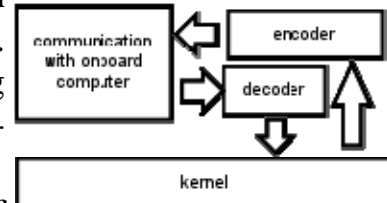


Figure 7: Structure of the decoder

- Service request processing subsystem – the states of different requests and vehicles are monitored separately, but they are dependent on each other. Despite the rapid development of the telecommunication technologies, it is still not possible to guarantee completely reliable data exchange, which can cause problems with the synchronization of the request state in the server and in the onboard computer. To avoid problems related to different states in the different parts of the system the communication module continuously monitors for possible inconsistencies and promptly notifies the dispatcher, so he can take the required actions to synchronize the states. Every request takes one of six states during its execution (Figure 8):

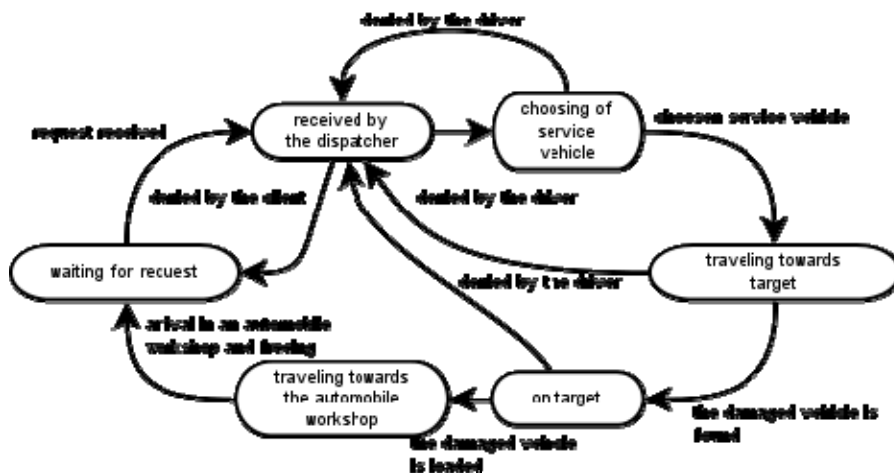


Figure 8: State diagram of the service request

- received by the dispatcher – the request is received by the dispatcher, but the procedure for choosing a service vehicle is not begun;

- choosing service vehicle – there is two possible approaches. In the first approach the dispatcher chooses a vehicle and in the second the system chooses a vehicle. For correct automatic choice to be made the dispatcher has to provide the exact position of the damaged car. The communication module chooses the three nearest to the target still unasked and free service vehicles and sends a request to them;
- traveling towards the target – the service vehicle is traveling towards the damaged car;
- on target – the service vehicle is on the target. Moving of the damaged car is to be transported for repair;
- traveling towards automobile workshop – the service vehicle is traveling towards the automobile workshop with the damaged car;
- finalizing – the damaged vehicle is in the automobile workshop. The driver of the service vehicle and the dispatcher are specifying the traveled mileage, the price of the service, etc. The service vehicle is freed for other requests.

4. Conclusions

The developed flowcharts and algorithms are describing the action of the main components of the communication module in the fleet management system. The modular structure allows for easy addition of functionality, increasing the stored and processed data, increasing the number of users, easy archiving of the data and the settings and development of fail-over capabilities.

A future work is to be designed and developed real communication module and to be deployed and configured.

References

1. J. Markov, D. Minkovska - Functional requirements for design of communication module in a GPS system, Proceedings of the Technical University – Sofia, 2011, vol , book , pp: – , ISSN 1311-0829
2. <http://logging.apache.org/log4net/release/features.html>
3. <http://munin-monitoring.org/>
4. Andrew Krowczyk, Vinod Kumar, Nauman Laghari, Ajit Mungale, Christian Nagel, Tim Parker, Srinivasa Sivakumar, Professional .NET Network Programming, 2002
5. Hubert Zimmermann, OSI Reference Model — The ISO Model of Architecture for Open Systems Interconnection, 1980
6. CISCO, Internetworking Technology Handbook, 2009
7. C. Y. Date, An Introduction to Database Systems, 1987
8. S. Josefsson, RFC4648: The Base16, Base32, and Base64 Data Encodings, 2006
9. ECMA, Standard 335: Common Language Infrastructure (CLI), Partitions I to IV, 2001

About the authors: Assist. Prof. PhD Daniela Veleva Minkovska, Department of Programming and Computer Technologies, Technical University of Sofia, E-mail address: daniela@tu-sofia.bg ; Jordan Nikolov Markov, Master's student, Mechanical Engineering Faculty, Technical University of Sofia, E-mail address: jmarkov@gmail.com

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц д-р Петко Стоянов

АДАПТИВЕН АЛГОРИТЪМ ЗА ОЦЕНКА НА КОТВЕНОТО СЪПРОТИВЛЕНИЕ НА ПОСТОЯННОТОКОВ ДВИГАТЕЛ

Владимир Христов

Резюме: При използване на наблюдатели на състоянието за постояннотокови електрозадвижвания от съществено значение е параметрите заложиени в математическия модел на наблюдателя да отговарят на реалните параметри на системата ЕЗ. В противен случай това ще доведе до грешки в оценяването. Една промяна на параметрите се оказва изменението на стойността на котвеното съпротивление (КС) при двигателя за постоянен ток, дължаща се на нагряване на намотките. В настоящата статия е предложен подход за синтез на адаптивен алгоритъм за определяне на КС. Синтезираният адаптивен алгоритъм е получен чрез теоремата на Ляпунов. Използването му позволява да се коригира стойността на КС в наблюдателя, текущо в процеса на работа.

Ключови думи: адаптивен алгоритъм, наблюдател, котвено съпротивление, оценка, постояннотоков двигател

ADAPTIVE ALGORITHM FOR ESTIMATING THE ARMATURE RESISTANCE OF DC MOTOR

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. Such a change happens with the armature resistance value in DC motors due to the heating of windings. An approach to synthesis of an adaptive algorithm for armature resistance estimation is offered in this paper. It is obtained through the Lyapunov theorem. Its use allows adjusting the value of armature resistance in the observer constantly along the process of operation.

Keywords: adaptive algorithm, observer, armature resistance, estimation, DC motor

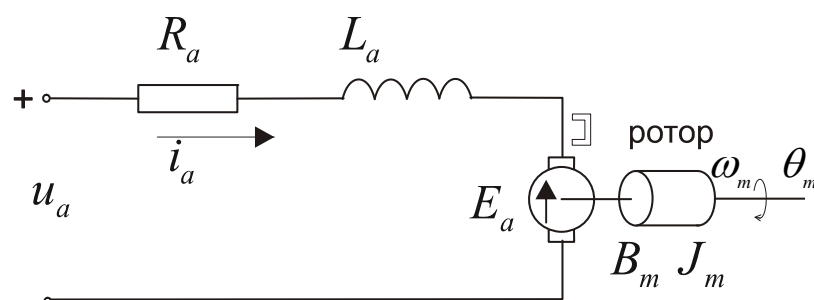
1. Въведение

В електрозадвижанията и най-вече сервозадвижванията редица величини се оказват недостъпни за директно измерване или струват твърде скъпо. Когато обектът на управление (електрозадвижването) е описан в пространство на състоянието, управлението най-често се реализира като обратна връзка по състоянието. От своя страна това означава, че променливите на състоянието може да се измерват непосредствено или да се възстановят (изчислят) с помощта на дру-

ги косвени измервания [1]. Непосредственото измерване на променливите на състоянието (скорост, позиция, момент, ускорение, първа производна на ускорението и други), често е или невъзможно или е свързано със значителни технически трудности и би струвало твърде скъпо [2]. Възможността променливите на състоянието на системата да се оценят (изчислят) на база косвени измервания се нарича наблюдение на системата, а устройството което реализира това оценяване се нарича наблюдател [3]. Тъй като наблюдението е математическа процедура, за да бъдат точно оценени променливите на състоянията, математическият модел заложен в наблюдателя трябва адекватно да отразява реално протичащите процеси в система, заедно с всички възможни нелинейности. В [4] е предложен подход за оценяване на скоростта на ДПТ на базата на противо е.д.н., който е приложен при оптимално модално управление. Промяната на параметри на модела по време на работа е възможно да се дължат на: нагриване на намотките, насищане на магнитната система, възможна промяна на коефициента на твърдост на механичната връзка между ротора и товара и други [5]. От така изброените причини, съществена е промяната на съпротивлението на котвената намотка, дължаща се на нагриване по време на работа на двигателя. Поради това при реализиране на системи с наблюдатели при постояннотокови задвижвания, трябва да се отчита влиянието върху заложените параметри в наблюдателя на нагриването на намотките по-време на работа, което от своя страна води до промяна на котвеното съпротивление [6]. Тази промяна води до разлика между параметрите на обекта и заложените в наблюдателя, което е причина за разликата между действителните и оценените променливи на състоянията. Температурното влияние върху котвеното съпротивление може да бъде компенсирано чрез използване на адаптивен алгоритъм за неговата оценка [7].

2. Математическо описание на ДПТ

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



Фиг.1. ДПТ с постоянни магнити

Възприети са следните означения:

R_a - котвено съпротивление; L_a - индуктивност на разсейване; u_a - захранващо напрежение; i_a - котвен ток; T_l - товарен момент на вала на двигателя; T_m - електромагнитен момент на вала на двигател; J_m - инерционен момент на дви-

гателя; K - коефициент за връзка между тока и момента; B_m - коефициент на вискозно триене; ω_m - скорост на вала; θ_m - позиция на вала.

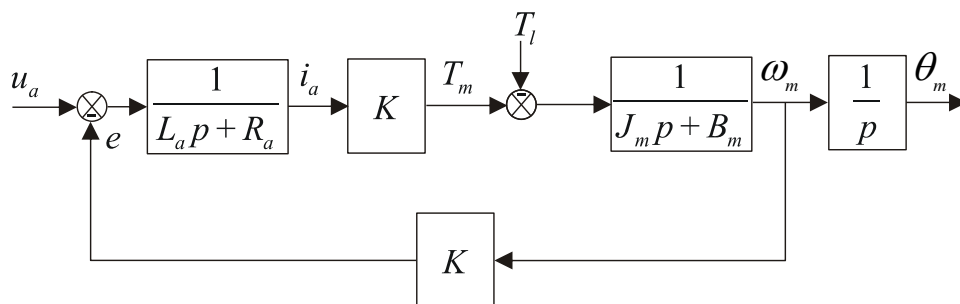
Уравненията, които описват работата на електрическия двигател са:

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

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

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \omega_m \quad (3)$$

На фиг.2 е показана структурната схема на ДПТ [8].



Фиг.2. Структурна схема на ДПТ

Горните уравнения можем да запишем в матричен вид:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}i_a \\ \frac{d}{dt}\omega_m \\ \frac{d}{dt}\theta_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \\ \theta_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ -\frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ T_l \end{bmatrix} \quad (4)$$

Когато двигателят работи на празен ход ($T_l = 0$), тогава:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt}i_a \\ \frac{d}{dt}\omega_m \\ \frac{d}{dt}\theta_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \\ \theta_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_a \quad (5)$$

Уравненията (5) и (6) може да се представят във вида:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (6)$$

където:

$$x = \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \\ \theta_m \end{bmatrix} - \text{вектор на състоянието}; A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} - \text{матрица на състоянието}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ -\frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} - \text{матрица на входа на системата.}$$

За уравнението на изхода може да се запише:

$$i_a = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \\ \theta_m \end{bmatrix} \text{ или } y = Cx. \quad (7)$$

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

Обикновено производителят представя в каталога данни за параметрите на двигателя при стайна температура $T_0 = 20^\circ\text{C}$ или $T_0 = 25^\circ\text{C}$. При промяна на температурата се променя и съпротивлението $R(T)$ на котвената намотката, като:

$$R(T) = R(T_0) \cdot [1 + \alpha \cdot (T - T_0)], \quad (8)$$

където:

$R(T_0)$ е стойността на котвеното съпротивление при $T_0 = 20^\circ\text{C}$; T - температурата след промяна ΔT ($^\circ\text{C}$); α - температурен коефициент на съпротивлението, който за мед е $\alpha = 0.0039/1^\circ\text{C}$.

Температурното влияние върху котвеното съпротивление може да бъде компенсирано чрез използване на адаптивен алгоритъм за оценката му.

3. Адаптивен алгоритъм за определяне на котвеното съпротивление

Уравнението на оцененият вектор може да се представи по следния начин:

$$\frac{d}{dt} \hat{x}(t) = \hat{A} \hat{x}(t) + B u(t) + L(y(t) - C \hat{x}(t)), \quad (9)$$

$$\hat{i}_a = C \hat{x}, \quad (10)$$

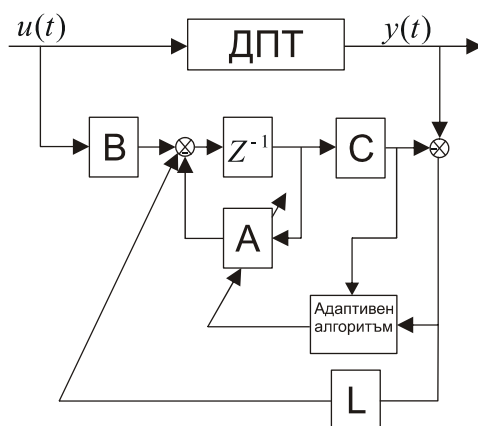
където:

$C = [1 \ 0 \ 0]$ - матрица на изхода; L - матрица в обратната връзка на наблюдателя (усилване), която се избира да осигури необходимата динамика и устойчивост.

Във връзка с промяната на котвеното съпротивление дължащо се на нагряване на намотките по време на работа, матрицата на наблюдателя се явява функция на котвено съпротивление $\hat{A} = f(R_a)$, поради което последното трябва да се оценява.

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

На фиг.3 е показана блоковата схема на адаптивен по котвено съпротивление наблюдател.



Фиг.3. Блокова схема на адаптивен по котвеното съпротивление наблюдател.

При синтезирането на адаптивния алгоритъм се използва теоремата на Ляпунов, като вместо изследване на устойчивостта на наблюдателя, е предпочетено да се определя динамиката и устойчивостта на грешката, като целта е нейното нулиране [9].

По отношение на изчислителната грешка може да се запише: $e = x - \hat{x}$ или

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} e &= \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (Ax + Bu) - \left[\hat{A}\hat{x} + Bu + L(Cx - C\hat{x}) \right] \\ \dots\dots\dots \\ \frac{d}{dt} e &= (A - LC)(x - \hat{x}) + (A - \hat{A})\hat{x} \\ \frac{d}{dt} e &= (A - LC)e - \Delta A \hat{x} \end{aligned} \quad (12)$$

Тук:

$$\Delta A = \begin{bmatrix} \frac{R_a - \hat{R}_a}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Динамиката на уравнението се определя от собствените стойности на $(A - LC)$. Ако тези собствени стойности имат отрицателни реални части, тогава изчисленото \hat{x} се доближава до действителното x [9].

Функцията на Ляпунов V се избира да бъде от вида:

$$V = e^T e + \frac{1}{2} (\hat{R}_a - R_a)^2 \frac{1}{c}, \quad (13)$$

където: c - е положително определена и удовлетворява изискванията за непрекъснатост и диференцируемост, $c > 0 = const$.

Функцията V е равна на 0, когато (e) е нула и когато изчисленото котвено съпротивление \hat{R}_a е равно на действителното R_a [10]. Достатъчно условие за асимптотична устойчивост [3] е производната dV/dt да бъде отрицателна. Тази производна е:

$$\frac{d}{dt} V = e \left[\frac{d}{dt} e \right]^T + e^T \frac{d}{dt} e + \frac{1}{c} \frac{d \hat{R}_a}{dt} (\hat{R}_a - R_a) \quad (14)$$

$$\frac{d}{dt} V = e^T [(A - LC)^T + (A - LC)] e - 2 \frac{R_a - \hat{R}_a}{L_a} \cdot e_{ia} \hat{i}_a + \frac{1}{c} \frac{d \hat{R}_a}{dt} (\hat{R}_a - R_a)$$

където: $e_{ia} = \hat{i}_a - i_a$ - грешката между измерения и оцененния котвен ток.

Условието за асимптотична устойчивост се изпълнява, ако $\frac{d}{dt} V < 0$, т.е. V намалява, при условие $(\hat{R}_a - R_a) > 0$. Това е вярно, ако сумата на последните два члена в (14) е нула, което е изпълнено при:

$$\frac{d}{dt} \hat{R}_a = \frac{2c}{L_a} e_{ia} \hat{i}_a. \quad (15)$$

За да се осигури устойчивост на наблюдателя в целия диапазон на изменение на котвеното съпротивление, се избират полюсите му да бъдат пропорционални на полюсите на двигателя. Обикновено константата на пропорционалност се избира $k \geq 1$, което от своя страна прави наблюдателя динамично по-бърз от постояненотоковия двигател [9].

Използваният адаптивен алгоритъм включва:

1. Процедура по пресмятане на матрицата (L) на наблюдателя:

Собствените стойности на матрицата A се определят от $|xI - A| = 0$

$$xI - A = \begin{bmatrix} x + \frac{R_a}{L_a} & \frac{K}{L_a} & 0 \\ -\frac{K}{J_m} & x + \frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & x \end{bmatrix}.$$

Характеристичното уравнение е:

$$x \left[\left(x + \frac{R_a}{L_a} \right) \left(x + \frac{B_m}{J_m} \right) + \left(\frac{K}{L_a} \right) \left(\frac{K}{J_m} \right) \right] = 0$$

$$x \left[x^2 + x \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{R_a}{L_a} \right) + \frac{R_a B_m + K^2}{L_a J_m} \right] = 0$$

$$x = 0 \quad \left(x + \frac{R_a}{L_a} \right) \left(x + \frac{B_m}{J_m} \right) + \left(\frac{K}{L_a} \right) \left(\frac{K}{J_m} \right) = 0$$

$$x^2 + x \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{R_a}{L_a} \right) + \frac{R_a B_m + K^2}{L_a J_m} = 0$$

2. Изчисляване полюсите на наблюдателя:

Уравнението, описващо грешката на наблюдателя $e = (x - \hat{x})$ е:

$$\frac{d}{dt} e = (A - LC)(x - \hat{x}) + (A - \hat{A})\hat{x}$$

$$\frac{d}{dt} e = (A - LC)e - \Delta A \hat{x}$$
(16)

Необходимо е да се намерят такива единични стойности на матрицата $(A - LC)$, че полюсите на наблюдателя да бъдат пропорционални на полюсите на постояненотоковия двигател.

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix},$$
(17)

$$A - LC = A - \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ L_2 & 0 & 0 \\ L_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{\hat{R}_a}{L_a} + L_1\right) & -\frac{K}{L_a} & 0 \\ \frac{K}{J_m} - L_2 & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ -L_3 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Единичните стойности за тази матрица са $\gamma I - (A - LC)$:

$$\gamma I - (A - LC) = \begin{bmatrix} \gamma + \frac{\hat{R}_a}{L_a} + L_1 & \frac{K}{L_a} & 0 \\ L_2 - \frac{K}{J_m} & \gamma + \frac{B_m}{J_m} & 0 \\ L_3 & -1 & \gamma \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Характеристичното уравнение е:

$$\gamma \left[\gamma^2 + \gamma \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{\hat{R}_a}{L_a} + L_1 \right) - \frac{K}{L_a} \left(L_2 - \frac{K}{J_m} \right) + \frac{B_m}{J_m} \left(L_1 + \frac{\hat{R}_a}{L_a} \right) \right] = 0$$

$$\gamma = 0 \quad \gamma^2 + \gamma \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{\hat{R}_a}{L_a} + L_1 \right) - \frac{K}{L_a} \left(L_2 - \frac{K}{J_m} \right) + \frac{B_m}{J_m} \left(L_1 + \frac{\hat{R}_a}{L_a} \right) = 0$$

Тъй като $\gamma = kx$, то:

$$(kx) \left[(kx)^2 + kx \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{\hat{R}_a}{L_a} + L_1 \right) + \left(\frac{K}{L_a} \right) \left(L_2 - \frac{K}{J_m} \right) + \left(L_1 \frac{B_m}{J_m} \right) \right] = 0.$$

Като се сравни това уравнение с характеристичното уравнение

$$x \left[x^2 + x \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{R_a}{L_a} \right) + \frac{R_a B_m + K^2}{L_a J_m} \right] = 0 \quad / (*k^2),$$

на ПТД, се получава:

$$kx \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{\hat{R}_a}{L_a} + L_1 \right) = k^2 x \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B_m}{J_m} \right)$$

.....

$$L_1 = k \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B_m}{J_m} \right) - \left(\frac{\hat{R}_a}{L_a} + \frac{B_m}{J_m} \right) \quad , \quad (20)$$

$$\left(\frac{K}{L_a} \right) \left(L_2 - \frac{K}{J_m} \right) + \left(L_1 \frac{B_m}{J_m} \right) = k^2 \frac{R_a B_m + K^2}{L_a J_m}$$

.....

$$(21)$$

$$L_2 = k^2 \left(\frac{R_a B_m + K^2}{K J_m} \right) - \frac{B_m L_a}{J_m K} \left[k \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{R_a}{L_a} \right) - \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{\hat{R}_a}{L_a} \right) \right] + \frac{K}{J_m}$$

За членовете на матрицата на наблюдателя $L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{bmatrix}$ може да се каже, че L_1 се

получава от уравнение (19), L_2 - от уравнение (20), а $L_3 = 0$.

4. Изводи

При синтезирането на матрицата в обратната връзка на наблюдателя е нежелателно използването на прекалено голяма стойност на коефициента на пропорционалност между корените му и тези на обекта, тъй като това ще доведе до по-голяма чувствителност спрямо шумове. Обикновено в литературата се допуска коефициентът на пропорционалност да бъде до 10. Тъй като това е свързана с чувствителността към шума (колкото е по-голям този коефициент, толкова системата е по-чувствителна към шума), то за реалните системи е препоръчително да се избира коефициента на пропорционалност до 3.

Тъй като стойността на котвеното съпротивление зависи от текущата температура на двигателя, то матрицата A трябва да се изчислява на всяка стъпка на управлението. Този факт трябва да се има предвид при реализиране на такива системи, понеже те работят в реално време с малката стъпка на дискретизация. Това изисква сериозно бързодействие и изчислителни възможности на използвания микроконтролер.

Адаптивният алгоритъм за оценка на котвеното съпротивление, получен чрез теоремата на Ляпунов, дава възможност да се коригира, текущо в процеса на работа на системата, стойността на котвеното съпротивление в заложения модел на наблюдателя. Това позволява по-качествена работа на системата за електро-

задвижване и непрекъснатото ѝ приспособяване към изменящите се условия на функционирането ѝ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Йонков Т. (2012), *Оптимално по бързодействие коригиращо управление на гранични режими в автоматизирани производствени системи*, Годишник на ТУ-София, ISSN 1311-0829, том 62, 1, 291-300
- [2] Parlos A. G., Menon S. K., Atiya A. F. (2002), *An Adaptive State Filtering Algorithm for Systems With Partially Known Dynamics*, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 124, SEPTEMBER 2002 Copyright © 2002 by ASME Transactions of the ASME
- [3] Liu S., Garimella P., Yao B. (2005), *Adaptive Robust Precision Motion Control of a Flexible System with Unmatched Model Uncertainties*, American Control
- [4] Georgiev Ts., Mikhov M. (2009), *A Sensorless Speed Control System for DC Motor Drives*, Scientific Journal of Riga Technical University, Ser. "Power and Electrical Engineering", Vol. 25, pp. 155-158, Riga, Latvia, 2009, ISSN 1407-7345.
- [5] Mikhov M. (2009), *Mathematical Modeling and Dynamic Simulation of a Class of Drive Systems with Permanent Magnet Synchronous Motors*, Applied and Computational Mechanics, Vol. 3, No. 2, pp. 331-338, Czech Republic, 2009, ISSN 1802-680X.
- [6] Йонков Т. (2012), *Енергоикономично управление в интегрирани системи за сградна автоматизация*, Издание на ТУ-София, 348 стр.
- [7] Кралев Й., Иванов Г., Йончев Е., Йонков Т. (2012), *Адаптивно управление по скорост за асинхронен двигател*, Конференция САИ 2012, 3-5.10.2012, София
- [8] Mikhov M., Georgiev Ts. (2009), *Synthesis and Analysis of an Electric Drive with Sensorless Position Control*, Proceedings of the International Symposium on Electrical Engineering and Energy Converters, pp. 175-180, Suceava, Romania, 2009, ISSN 2066-835X.
- [9] Йончев Е., (2010), *Безсензорно управляеми асинхронни електрозадвижвания-дисертация*, ТУ-СОФИЯ
- [10] SEVINCJ Ata (2003), *A Full Adaptive Observer for DC Servo Motors* Turk J Elec Engin, VOL.11, NO.2 2003, с TUBITAK

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

Постъпила на 28.04.2012

Рецензент доц. д-р Михо Михов

ФУНКЦИОНАЛНО ОПИСАНИЕ И ПРОЕКТИРАНЕ НА ПРИЛОЖЕНИЕ С УСКОРЕНА ОБРАБОТКА НА XML ЙЕРАРХИЯ

Адриана Георгиева

Резюме: Основната цел на настоящата работа е създаване на XML приложение с ускорено обхождане на XML йерархични структури, което да използва математически модел за реализация, основан на теорията на линейната алгебра. При това е желателно да се постигне по-голямо бързодействие от някои от комерсиалните парсери. Представен е накратко математическия модел, на който е основано проектирането на приложението.

Ключови думи: XML схема, XML парсер, тагове, DOM представяне, XML йерархия, математически модел

FUNCTION DESCRIPTION AND APPLICATION DESIGN OF XML HIERARCHY WITH SPEED UP PROCESSING

Adriana Georgieva

Abstract: The main purpose of this work is creating of XML application with speed up processing of XML hierarchical structures, which to use mathematical model for realization, based on the linear algebra. Moreover, it is desirable to effect more response time from some commercial parsers. The mathematical model, on which is based the application is presented.

Keywords: XML schema, XML parser, tags, DOM presentation, XML hierarchy, mathematical model

1. Въведение

XML (eXtensible Markup Language) е стандарт (метаезик) дефиниращ правила за създаване на специализирани маркиращи езици както и синтаксисът, на който тези езици трябва да се подчиняват [1]. Той има за цел да улесни писането на софтуер, който извършва достъп до данни, като задава структурата на данните. До информацията в един XML файл може да се достигне лесно – с помощта на програма, наречена парсер, която може да чете XML синтаксиса. Едно софтуерно приложение никога не работи директно с XML файлове. Задача на парсера е именно да достави на приложението необходимата информация, съдържаща се в XML файла. И тъй като за един софтуерен продукт са важни ефективността, бързодействието и използваните ресурси, то и изискванията към един парсер са той да може да се справя бързо с голямо количество данни и да използва по-малко ресурси.

XML е markup език и използва тагове (подобно на HTML). За разлика от HTML, където имената на таговете са определени в спецификацията на езика, в XML предварително зададени тагове няма. Това дава голяма гъвкавост на езика и обяснява до голяма степен думата extensible в името му. Имената на таговете в един XML документ се определят от автора на документа, така че да опишат най-добре съдържанието му. Важно свойство на XML е способността му да описва дадена структура. Чрез влагане на тагове едни в други се създава дървовидна йерархия, като по този начин могат да се описват сложни структури от данни. XML е създаден да описва данните като се концентрира над тяхната същност.

2. XML технологии

2.1. XSD (XML Schema Definition)

XML Schema е проектиран с намерението за утвърждаване на достоверност и действителност, довеждаща до колекция, информационно придържаща се към специфични типове от данни, които са полезни в развитието на обработващия софтуер на XML документа. Пример за XML Schema е XML Schema Definition (XSD). XSD определя типа на XML документ и рамките за действия по подразбиране на съответните елементи и атрибути, способността им да се проявяват, тяхното отношение един към друг, какви типове на данни може да се съдържат в тях. Това може да бъде използвано от софтуер за да се установи подробно дали XML документ е от съответния тип.

2.2. XSL

XML описва структурата на данните, а не как те изглеждат. Затова възниква нужда от средство, което да описва външния вид на информацията. Това средство е XSL (XML Stylesheet Language). Това е език, който се състои всъщност от два независими езика – XSL Transformations (XSLT) и XSL Formatting Objects (XSL-FO). XSLT служи за преобразуване от един XML в друг документ с произволна структура (например HTML). По този начин данните могат да се реструктурират така, че да са по-удобни за визуализация. XSL-FO се грижи за визуализацията, като с него могат да се описват страници, полета, списъци, обекти, шрифтове и др. По този начин един XML може да се преобразува в PDF например.

2.3. XML парсер

Програмите, които имат възможност да четат и извличат информацията от XML файл се наричат парсери. Има различни видове парсери, като най-разпространени са web браузерите. Всеки съвременен браузер може да отваря XML документи и да ги визуализира. Според XML спецификацията: „За четенето на XML документи и за предоставянето на достъп до тяхното съдържание се използва модул, наречен XML процесор. Приема се, че XML процесорът изпълнява тази дейност в полза на друг модул, наречен приложение“. XML процесорът по-често се нарича парсер, тъй като той просто парсва документа и предоставя на приложението необходимата му информация.

2.4. DOM и SAX интерфейси

Основната причина за създаване на всички тези правила за писане на добре конструирани XML документи е в това, да може да се създаде компютърна програма, която да чете данните и лесно да разпознава информацията и форматирането.

Съществуват два основни интерфейса, чрез които може да се имплементира един парсер. Единият е реализиран чрез обекти, а другият чрез събития. При метода на обектно-базирания интерфейс парсерът построява дърво от обекти, което съдържа всички елементи от XML документа. Това вероятно е най-естественият подход за едно приложение, защото то обработва дървото, което е заредено в паметта и изцяло отговаря на йерархията в документа. Стандартът за този интерфейс е DOM (Document Object Module) [4].

- DOM е езиково независим интерфейс, който позволява динамичен достъп до съдържанието и структурата на документи. Различна информация, съхранявана на независими системи може да се представи с XML. Тази информация представлява по-скоро данни отколкото документ. XML представя тези данни под формата на документ и DOM може да се използва за да се четат или променят данните. С помощта на DOM може да бъдат изградени документи, да се добавят, променят или трият елементи или данни. Една от главните цели на DOM е да предостави стандартен програмен интерфейс, който може да се ползва от богат набор от приложения. DOM е проектиран да се използва с всякакви програмни езици. След еднократно прочитане на файла DOM изгражда цялостно дърво описващо структурата на дадения документ

- За разлика от DOM интерфейса SAX използва сериен достъп до елементите на XML файловете. При обхождане на файла се използват събития, генерирани при срещане на XML елемент. Това може да бъдат тагове, текст, коментари, допълнителни инструкции описани във файла. При парсане се използват методи, които се викат след настъпване на дадено събитие. Събития се генерират в началото и в края на всеки елемент.

3. Описание на математическия модел за проектиране

За да може да се представят данни алгебрично на концептуално ниво [2] е важно да се вземе предвид следното:

- Всеки обект с атрибутите си се счита за n - последователност от цифри, които представят кодовите стойности на тези атрибути.
- Работи се само с естествени числа като по този начин се запазват отношенията в XML йерархията.

Йерархичната XML структура, която се разглежда има следните характеристики:

- n – броят йерархични нива
 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ – размера на всяко йерархично ниво, като $\alpha_i \in \mathbb{N}$;
 $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_i < \dots < \alpha_n$
- $c_0, c_1, c_2, \dots, c_{n-1}$ – броят наследници за всеки елемент от ниво i до ниво $i + 1$; $c_i \in \mathbb{N}$; обикновено $c_0 = 1$. Множеството $A = \{A_1, A_2, \dots, A_n\}$

представлява алгебричен модел на йерархична структура от данни с n нива, в което подмножествата A_i са частично подредени: $A_1 \subset A_2 \subset \dots \subset A_i \subset \dots \subset A_n$. Всеки обект от ниво n е представен от крайна последователност (a_1, a_2, \dots, a_n) , принадлежаща на A и може да се трансформира до:

$$(a_1, a_2, \dots, a_n) = \sum_{i=1}^n a_i \cdot e_i = a_1 \cdot e_1 + a_2 \cdot e_2 + \dots + a_n \cdot e_n$$

където: $e_1 = (1, 0, \dots, 0)$; $e_2 = (0, 1, \dots, 0)$; $e_n = (0, 0, \dots, 1)$ са базовите елементи за A . Всяко e_i представя присъствие или отсъствие на елемент от съответното ниво i в XML йерархията. Ако приемем, че $h_i = (0, 0, \dots, c_1 \cdot c_2 \cdot \dots \cdot c_{i-1}, \dots, 0)$ и $h_1 = e_1$ са последователности с дължина n , които може да наречем характеристични елементи, тъй като те описват броя на всички подчинени елементи за всяко йерархично ниво. На практика те показват съществуващите наследници, свързани с всеки XML възел в йерархията. Така прехода XML дървовидна структура - физическо представяне се дефинира като изображението $\Phi: A \rightarrow P$, което съответства на всяка крайна последователност:

$$(a_1, a_2, \dots, a_n)^r \in A$$

Цялото число $p_n^r \in P$ определя мястото на обекта O_n^r от ниво n в реалната XML йерархична структура. За физическото представяне на данните е доказано, че $\Phi: A \rightarrow P$ е биекция и представя линейна функция. Като резултат може да се определи уникално адреса на обекта O_k^r (XML възел r от ниво k) в общата структура т.е. числото p_k^r по следния начин:

$$\begin{aligned} p_k^r &= \sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i + a_k^I = \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_{k-1} + a_k^I = \\ &= \alpha_1 \cdot \Phi(h_1) + \alpha_1 \cdot \Phi(h_2) + \dots + \alpha_1 \cdot \Phi(h_{k-1}) + a_k^I = \alpha_1 \cdot \sum_{i=1}^{k-1} \Phi(h_i) + a_k^I \end{aligned} \quad (1)$$

където:

$$\begin{aligned} \Phi(h_1) &= c_0 = 1; \quad \Phi(h_2) = c_0 \cdot c_1 = c_1; \quad \Phi(h_3) = c_0 \cdot c_1 \cdot c_2 = c_1 \cdot c_2; \\ \Phi(h_k) &= c_0 \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot \dots \cdot c_{k-1} = c_1 \cdot c_2 \cdot \dots \cdot c_{k-1} \end{aligned} \quad (2)$$

При това положение всеки физически адрес p_k^r на обект в XML йерархична структура може да бъде намерен, както е показано в примера в т.4.2. по формула (1).

Целта на този алгоритъм е да предложи нов подход за търсене и реструктуриране на йерархични XML данни. Този подход дава възможност за по-бърза обработка на XML документи като се използват алгебрични методи [3].

4. Функционално описание и проектиране на приложението

Основната цел на настоящата работа е създаване на XML парсер, който да използва математическия модел за реализация описан в точка 3. и многонишково програмиране на JAVA. Системата трябва да бъде достъпна през web като потребителят ще има възможност да вижда XML файла, който се обработва, да търси елементи (тагове) в него, да изтрива и да добавя ново съдържание.

Проектираният парсер е предназначен да работи с малки XML файлове, които не са с голяма сложност. Но позволява и използването на по-големи файлове. За целта е изграден примерен файл на основна университетска йерархична структура, в която търсенето се осъществява въз основа на предложения математически модел за изчисляване на адресите на елементите от йерархията. С помощта на парсера се прочита цялата информация от XML файла. След прочитането на XML се визуализира в web среда. Визуализацията в web среда е с цел улеснение на потребителя. Така той може да извършва манипулациите върху XML файла (триене, добавяне, търсене и т.н).

4.1. Дефиниране на опростен XML елемент

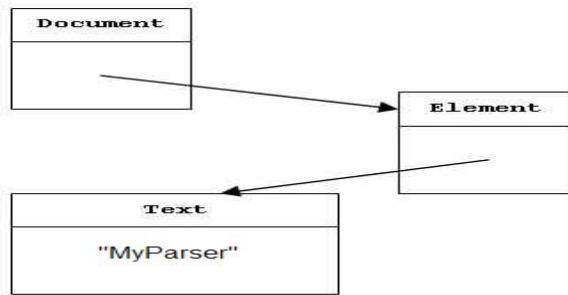
Пълнофункционалните парсери на XML предлагат богат набор от инструменти - namespace, валидация, различни кодирания на символите. Тези възможности, обаче, не са необходими за всеки проект. Например дадено приложение може да работи с XML файлове, които са винаги с валидни данни. Това може да бъде осигурено при генериране на XML файла. При тези обстоятелства е излишно да се използва пълно функционален парсер, а ако приложението се ползва през web производителността може да се влоши допълнително заради мрежовата връзка. Затова за целта е използван опростен парсер, който предоставя достъп до тагове, йерархия и съдържание на елементите на файла. Възможностите му са обогатени който спомага за постигане на по-голямо бързодействие при работата. Основната задача на парсера е при прочитането на файла да изгради дърво, базирано на информацията в XML файла. При реализацията се използва DOM модел, поради няколко причини:

- по-лесен и удобен програмен интерфейс от SAX;
- след обработката на XML файл и изграждане на дърво с DOM информацията е достъпна по всяко време;
- при използване на SAX може да се обработва само един таг в определен момент, ако е необходима информацията от друг таг, трябва да се използва глобално състояние, което е целта на DOM модела.

При изграждане на DOM дървото възлите представят XML обектите в паметта. При стандартния DOM модел има няколко вида възли. Например текстов възел представя текстов блок, възел елемент представя елемент от XML документа, възел атрибут представя името и стойността на атрибут асоцииран с даден елемент. Това предполага, че дори прост документ ще бъде представен с няколко вида възли. Например следния XML код:

```
<parser>MyParser</parser>
```

ще бъде представен по начин описан на фиг.1.

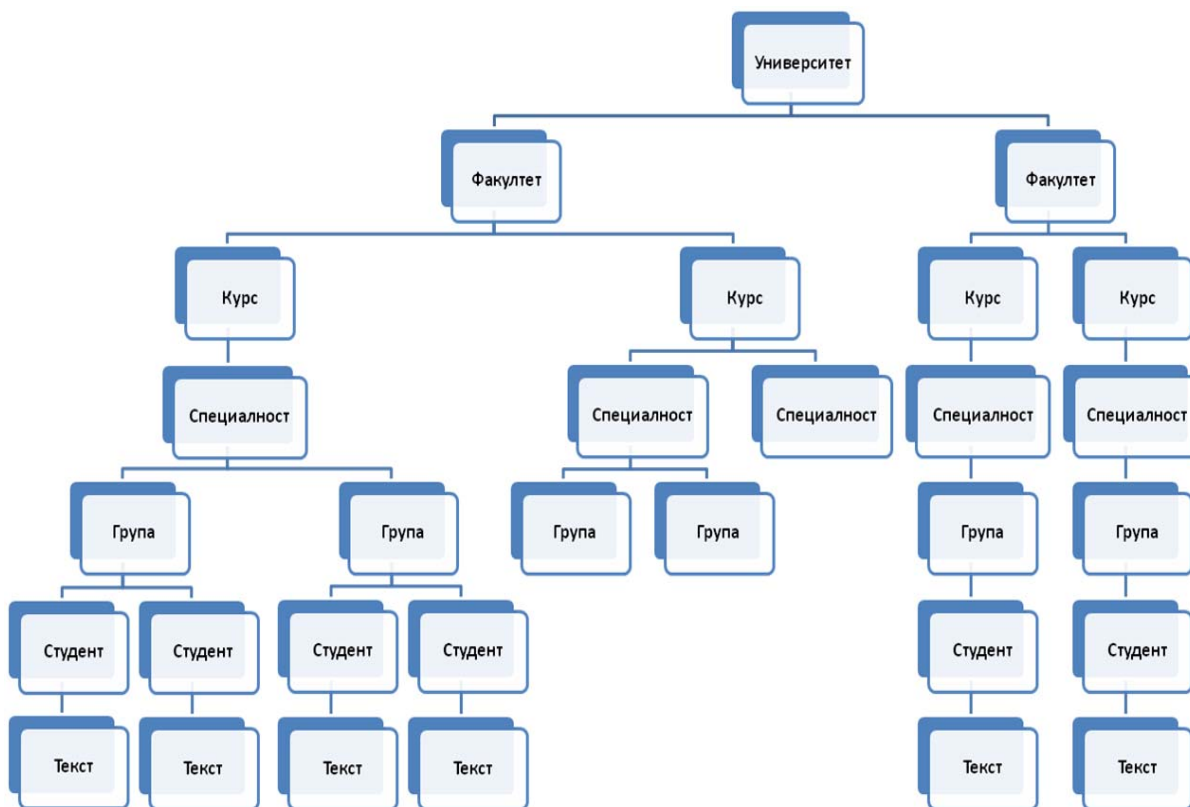


Фиг.1. W3C DOM представяне

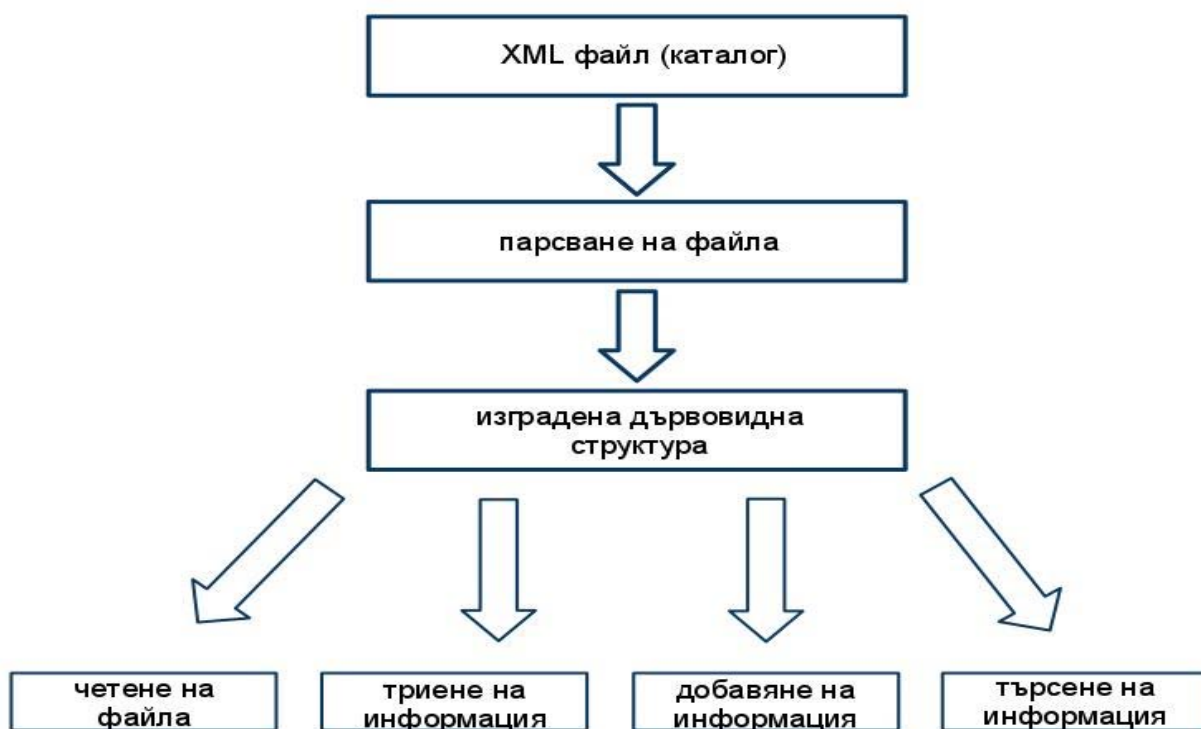
Опростеният DOM модел, който се използва в разработката има само един вид възел, като с него се представят всички видове възли от DOM модела.

4.2. Прочитане на файла и изграждане на дървовидна структура

При първоначално зареждане на файла, той се прочита от класа MyParser. При това се определя дали даден елемент от XML файла е таг, атрибут или текст. Ако е отварящ таг се проверява кой е неговият родител на и кои са наследниците му. При това след прочитане на файла системата има цялостна информация за данните и тяхната структура. Университет е корена на дървото. Следващите 6 нива са съответно: (1) ниво - факултети; (2) - курсовете в съответните факултети; (3) - специалностите в съответните курсове; (4) - групите в съответната специалност; (5) - студентите в съответните групи и (6) - имената на студентите. На фиг.2. е представена йерархичната структура, в която всички елементи са адресирани въз основа на математическия модел (съгласно формули (1) и (2)).



Фиг.2. Йерархично представяне на XML файла



Фиг.3. Функционална схема на XML

4.3. Изобразяване на информацията

След парсването на файла, цялата информация от XML файла е запазена в списък. С негова помощ се визуализират всички елементи от XML в таблица. Възможностите, които се предоставят на потребителите, използващи това приложение са: триене на елементи, добавяне на елементи, редактиране на елементи, търсене на елемент и разглеждане на пълния списък със студентите в съответните факултети. На фиг.3. е показана функционалната схема на проектирания XML парсер.

5. Заключение

Представеният накратко математически модел, на който е основано проектирането на приложението е съобразен с основните характеристики на XML йерархиите и е използван с цел да се ускори обработката на този вид структури. Крайната цел е да се постигне по-голямо бързодействие в сравнение с някои комерсиални парсери. С помощта на описаните съществуващи техники за представяне и преобразуване на XML документи е изграден опростен XML файл на примерна университетска йерархична структура и е представена общата функционална схема. Основната идея на разработката е да предостави възможност за по-нататъшна програмна реализация на така проектираното приложение с цел ускоряване на обработката на XML документи в web среда.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Георгиев Б. (2009), *Програмиране с XML в интернет среда*, ТУ-София, 2009
- [2] Georgieva A. (2012), *Contemporary Mathematical Tools in XML Technologies*, International Journal on Information Technologies and Security, № 2/2012, (pp.47-54), ISSN 1313-8251
- [3] Georgieva A., Georgiev Б. (2010), *Nontraditional Approach to XML Web Services Interactions*, Proceedings of The Fifth International Conference - ICIW 2010, Spain, Barcelona, CPS, (pp.67-72), Published by IEEE Computer Society, Los Alamitos, California, 2010, ISBN:978-0-7695-4022-1
- [4] http://www.w3schools.com/dom/dom_parser.asp

Автор: Адриана Георгиева, доц. д-р, Факултет приложна математика и информатика, ТУ-София, E-mail address: adig@tu-sofia.bg

Постъпила на 25.10.2012

Рецензент проф. д-рн Кети Пеева

РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПАРАЛЕЛЕН XML ПАРСЕР С ПОМОЩТА НА МНОГОНИШКОВО ПРОГРАМИРАНЕ НА JAVA

Адриана Георгиева, Росица Андреева

Резюме: Настоящата статия представя едно web базирано приложение, разработено на Java в среда на Eclipse за реализация на паралелен XML парсер. Парсерът е проектиран като XML приложение, представящо примерна университетска йерархична структура. Целта е с помощта на многонишкото програмиране на Java да се извърши паралелно обхождане на йерархията, с което да се постигне по-голямо бързодействие от някои от съществуващите XML техники за обработка на този вид структури.

Ключови думи: многонишкото програмиране, DOM интерфейс, паралелен XML парсер, web интерфейс

PARALLEL XML PARSER REALIZATION USING JAVA MULTITHREADED PROGRAMING

Adriana Georgieva, Rositsa Andreeva

Abstract: The present paper produces one Java web application in Eclipse environment for realization of XML parser. The parser is designed as a XML application, represented an example of university hierarchical structure. The purpose is using Java multithreaded programming to do parallel make the round of hierarchy with which to effect more response time from some of the presenting XML techniques for this kind data structures processing.

Keywords: multithreaded programming, DOM interface, parallel XML parser, web interface

1. Въведение

XML (eXtensible Markup Language) е много гъвкав стандарт. Независимо от това в практиката XML приложенията са дотолкова гъвкави, доколкото възможностите на съответните програмни средства се използват най-рационално от програмиста. В тази реализация на паралелен парсер са използвани възможностите на многонишкото програмиране на езика Java за паралелно обхождане на йерархията, което да позволи едновременно обработване по отделните клонове на XML йерархичните структури и постигане на по-голямо бързодействие. Използваният парсер е проектиран като XML приложение, представящо примерна университетска йерархична структура на 6 нива. Освен това системата трябва да бъде достъпна през web среда [5] за да може потребителят да има

визуален достъп до XML файла, който се обработва, да търси елементи (тагове) в него, да изтрива и да добавя ново съдържание. За основа на реализирането на паралелния парсер е избран DOM интерфейсът, поради многото му предимства и най-вече, защото DOM интерфейсът е Java базиран.

2. Многонишково програмиране

Java е програмен език [2], който изцяло е насочен към преодоляване на сложността при разработка и поддръжка на програмите и е изключително подходящ за постигането на целите, поставени в разработката.

Многонишковите (multithreaded) програми представляват програми, които могат да изпълняват едновременно няколко редици от програмни инструкции. Всяка такава редица от програмни инструкции наричаме thread (нишка). Изпълнението на многонишкова програма много прилича на изпълнение на няколко програми едновременно. Например в Microsoft Windows е възможно едновременно да слушаме музика, да теглим файлове от Интернет и да въвеждаме текст. Тези три действия се изпълняват от три различни програми (процеси), които работят едновременно. Когато няколко процеса в една операционна система работят едновременно, това се нарича многозадачност. Когато няколко отделни нишки в рамките на една програма работят едновременно, това се нарича multithreading (многонишковост).

Многонишковото програмиране в Java [3] може да се реализира по два начина:

1. Създава се клас, който наследява класа Thread. В него задължително трябва да се предефинира метода run() на Thread.

```
public void run() { ... }
```

Тялото на run по същество е самата нишка – определя началото и края на нишката.

2. В някои случаи (1) не е възможно, тъй като новият клас трябва да наследява друг клас и поради отсъствието на множествено наследяване в Java класът Thread не може да се наследява. Трябва да се създаде клас, който реализира интерфейса Runnable. Този интерфейс предполага един единствен метод:

```
public abstract void run();
```

Тази реализация дефинира нишката. Самата нишка се стартира, като се създаде обект на класа в наследения ред и се извиква методът на Thread start(). Нишките активно си взаимодействат. За да се избегне възможността за попадане в състояние „критичен участък“ на нишките, трябва да се изпълняват като едно неделимо цяло. За целта се използват монитори. Мониторите притежават обекти на класа, който има синхронизиращи методи или методи със синхронизиращи блокове. В случай, че синхронизиращите методи или съдържащият синхронни блокове метод е static, мониторът притежава класа.

Всеки монитор е флаг и осигурява правото за изпълнение на критичен участък. Нишката получава монитор при започване на изпълнение на асинхронен участък и го освобождава при излизане от участъка. По този начин виртуалната машина гарантира, че в критичната секция може да бъде максимум една нишка.

Синтаксис :

```
synchronized (<израз>) {  
    /* тяло */  
}
```

В настоящата разработка паралелното (нишково) програмиране на Java се използва с цел възможно по-оптимално обхождане на XML йерархията, с която работим, особено по отношение на време.

Търсенето във файла се осъществява с многонишково програмиране на езика JAVA. Целта на този вид програмиране е оптимизация. Например, ако направим сравнение между търсенето с една и с две нишки - бързодействието при двете се увеличава с няколко милисекунди. Търсенето започва от корена на дървото, първата нишка обхожда левия наследник и всички негови наследници. Втората нишка започва обхождането по десния наследник и останалите елементи принадлежащи на десния наследник. За намиране на принадлежността на всеки елемент от йерархията се използва многонишково програмиране на JAVA.

2.1. Изграждане на web интерфейс

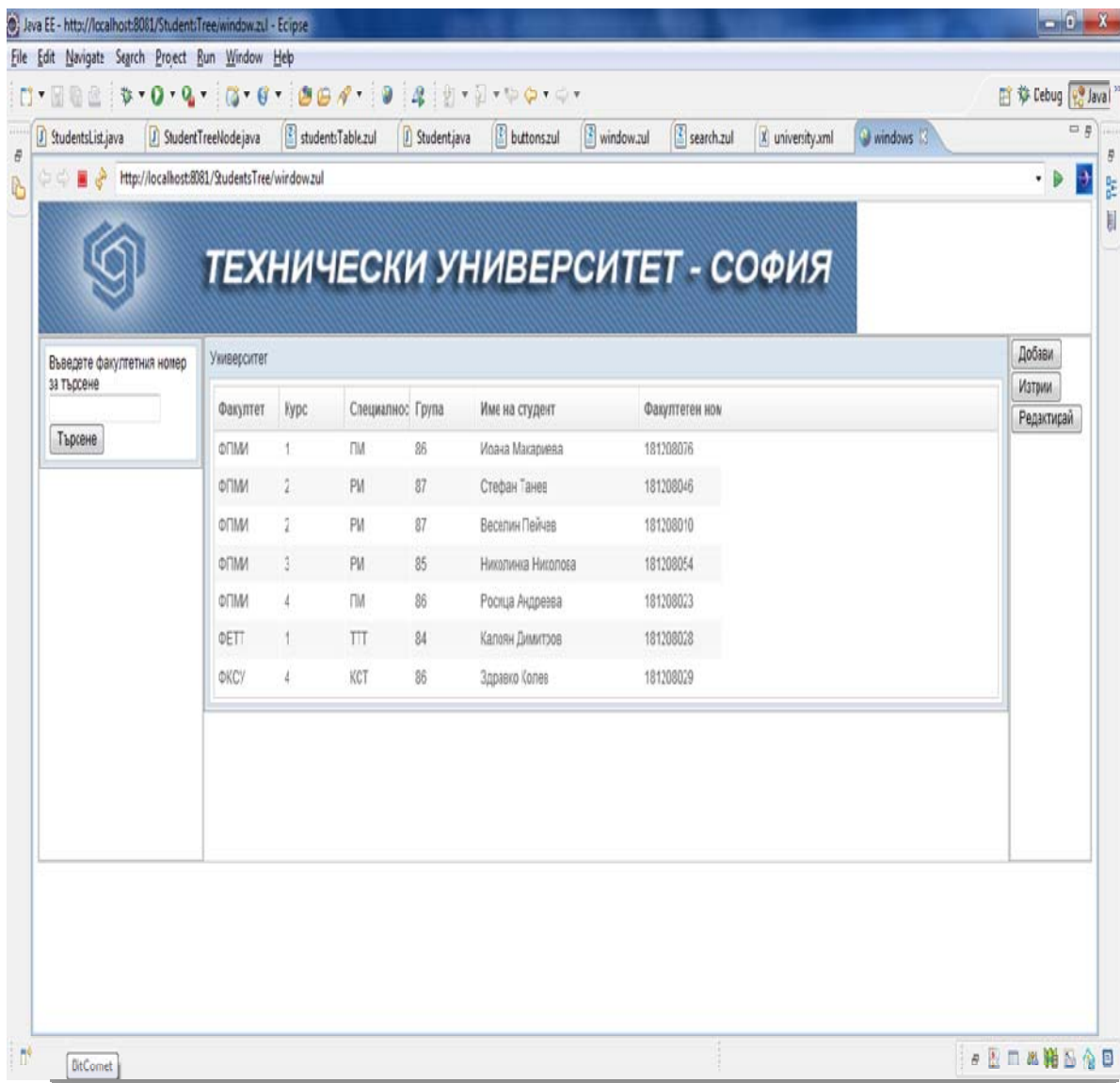
За по-удобна работа ще се предостави възможността приложението да е достъпно в web среда [5]. Така се постига по-голяма гъвкавост. За целта използваме ZK framework. ZK framework е писан на Java и това предоставя богат избор от графично изобразяване на потребителския интерфейс. В ZK framework се работи с отварящи и затварящи тагове, има възможност за преизползване на готови модели. Характерното за него е, че цялата информация, нужна на zul файла за визуализиране, е събрана в един клас. Този клас се дефинира с `apply="text"` в началото на zul файла. Методите, които се използват за бутоните се извикват с помощта на анотациите `@Command` и `@NotifyChange("text")`. Анотацията `@NotifyChange("text")` в JAVA файла се използва за обновяване на обекта в скобите, след като е извършена някаква промяна (добавяне, редактиране, триене и т.н). Възможността за динамично web програмиране предоставя големи възможности на програмистите.

2.2. Търсене

Дава се възможност на потребителя да търси по факултетен номер от примерния файл, защото това е уникалният код на всеки студент. Резултатите изобразяват съдържанието на съответния таг, а също така нивото му в йерархията и позицията му на това ниво. След натискане на бутон търсене се маркира търсения елемент както е показано на фиг.1.

2.3. Диаграма на класовете

Диаграма на класовете, която описва класовете, използвани за реализацията на проекта е представена на фиг.2.



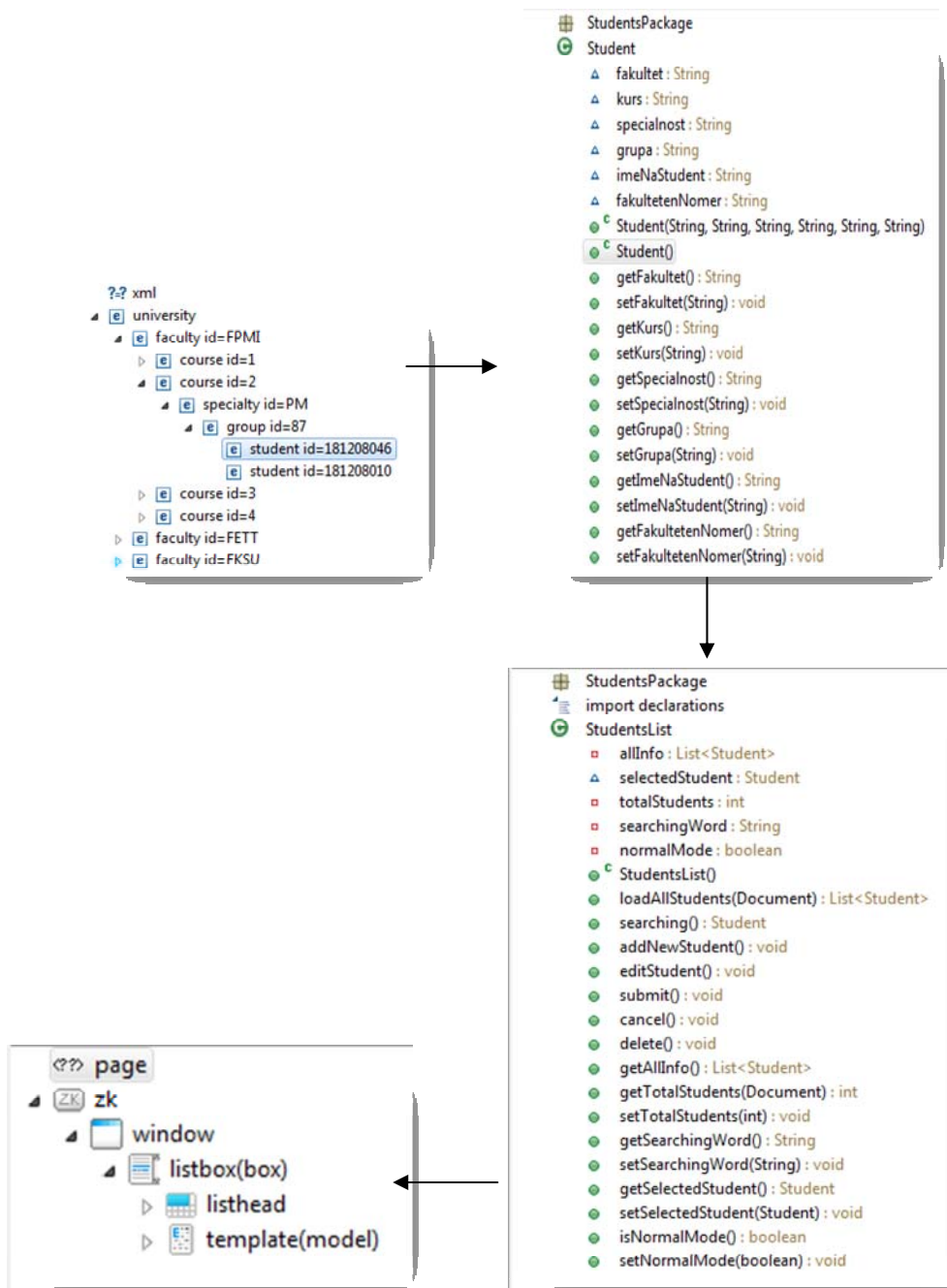
Фиг.1. Web визуализация на метода на търсене

3. Програмна реализация

3.1. Eclipse

За реализация на XML парсера е използвана средата Eclipse Indigo, тъй като предлага широк набор от инструменти за създаване както на конзолни приложения, така и на такива с графичен интерфейс. Освен това той разполага с възможности за реализация на уеб сайтове, приложения и услуги.

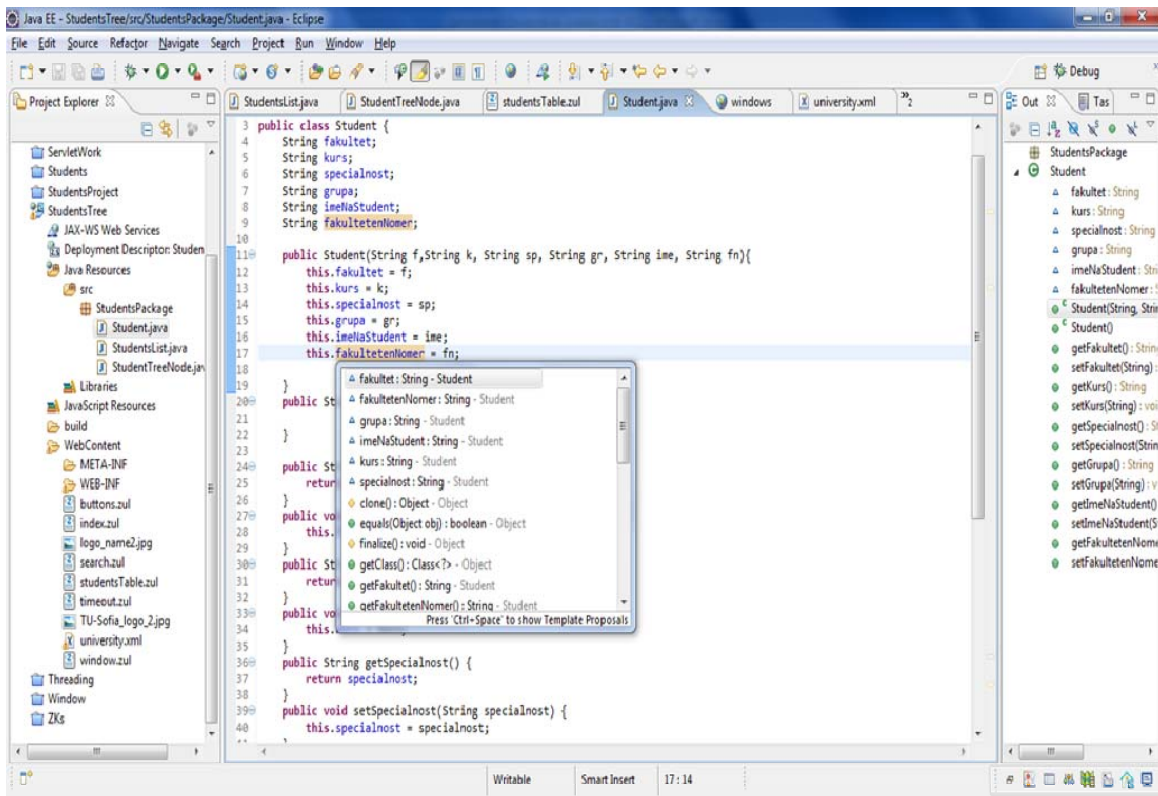
Eclipse Indigo [4] поддържа различни програмни езици, като има възможност за разширение. По този начин средата може да позволява използване до различна степен на почти всеки програмен език. Основните езици включват Java, Ada, C, C++, COBOL, Haskell, Perl, PHP, Python, R, Ruby. Поддръжка за други езици може да се добави чрез допълнителна инсталация. Също така се поддържат XML/XSLT, HTML/XHTML, JavaScript и CSS.



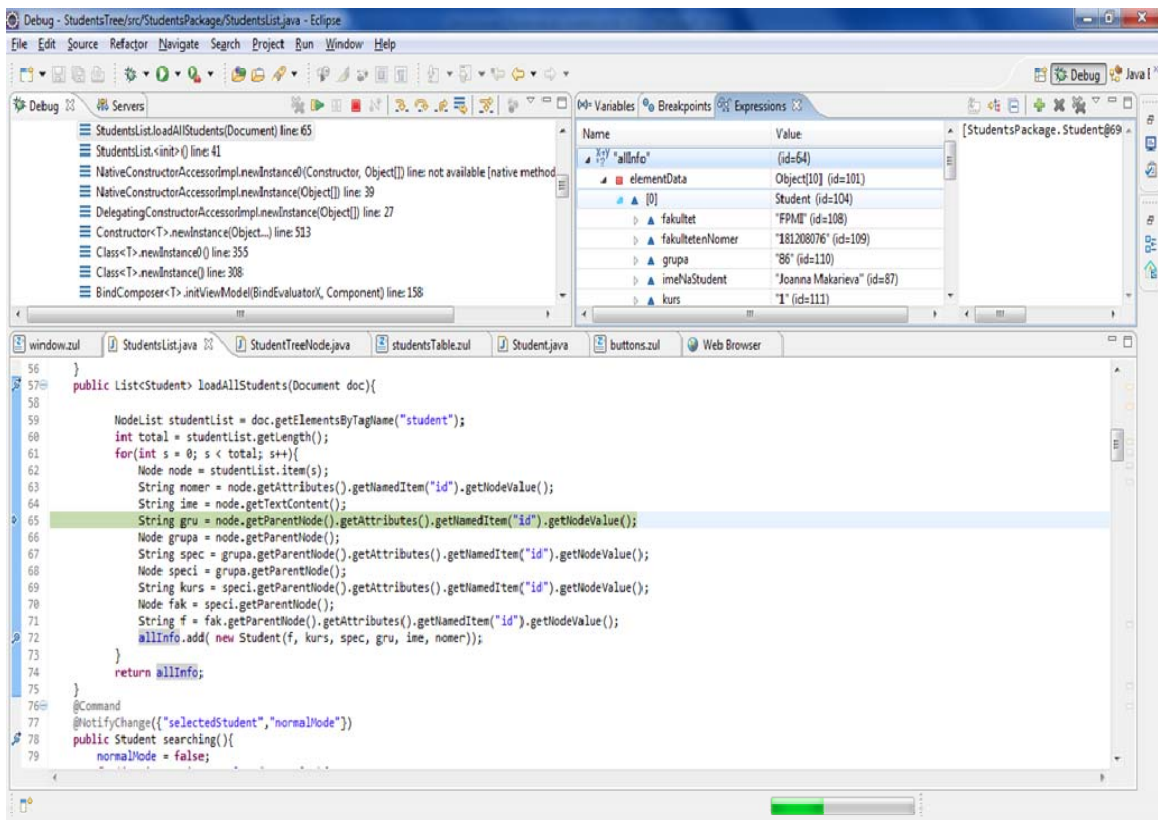
Фиг.2. Диаграма на използваните класове

При писането на код във Eclipse се използва така наречената фонов компилация (background compilation). По време на писане на кода, той се компилира в реално време и се дава информация за синтактични или други грешки и предупреждения. Фоновата компилация не генерира изпълним код, тъй като за него се използва различен компилатор

Редакторът на код предлага функции като оцветяване на текста, автоматично дописване, разпознава както променливи функции и методи, така и цикли и зявки. Предложенията за авматично дописване се появяват като списък на мястото на курсора, върху редактора както е показано на фиг.3.



Фиг.3. Изглед на редактора



Фиг.4. Изглед на debugger

Използва се за проследяване на кода при работата на програмата с цел проверка и отстраняване на грешки. Може да се използва за всеки език поддържан от Eclipse. Има възможност за добавяне на точки на прекъсване (breakpoints), които спират работата на програмата на определено място. Също така има възможност да се следят стойностите на променливите по време на изпълнение на програмата. Когато е активен този режим при преминаване с мишката над която и да е променлива се показва нейната стойност в момента, както е показано на фиг.4.

3. Заключение

Настоящата разработка за реализация на XML паралелен парсер представлява програма за паралелно обхождане (парсиране) на XML документи. За основа на реализирането на паралелния парсер е избран DOM интерфейсът, поради многото му предимства. DOM интерфейсът е Java базиран. Основните предимства на разработения парсер са:

- Използва се нов метод, използващ алгебрични средства [1] за определяне на нивото и позицията на всеки елемент.
- Проектираният парсер предлага по - високо бързодействие от използваните комерсиални продукти.
- Изисква малко системни ресурси.
- Достъп до приложението може да се осъществи от всеки компютър свързан с интернет.

Приложението на един такъв ефективен парсер е във всички области на програмирането и особено там, където се обработва голямо количество данни и се изисква бързодействие.

По-съществените недостатъци са:

- Предлага възможност за работа само с XML файлове с определена структура.
- Достъпът до приложението е отворен, което дава възможност за злоупотреба.

Независимо от недостатъците, обаче при добра организация и защита на данните, използването на математическия модел [1] съчетан с многонишковото програмиране [2],[3] позволява сравнително бързо паралелно обхождане на йерархичната структура при не много голям брой нива на йерархията.

ЛИТЕРАТУРА

[1] A. Georgieva, B. Georgiev, *Nontraditional Approach to XML Web Services Interactions*, Proceedings of The Fifth International Conference on Internet and Web Applications and Services - ICIW 2010, Spain, Barcelona, CPS,(pp.67-72), Published by IEEE Computer Society, Los Alamitos, California, 2010, ISBN: 978-0-7695-4022-1.

[2] P. J. Deitel and H. M. Deitel, *JAVA tm How to Program*, Prentice Hall, 2007.

[3] Брус Екел, *Как да мислим на JAVA*, 2005.

[4] http://en.wikipedia.org/wiki/Eclipse_%28software%29

[5] http://en.wikipedia.org/wiki/Apache_HTTP_Server

Автори: Адриана Георгиева, доц. д-р, Факултет приложна математика и информатика, ТУ-София, E-mail address: adig@tu-sofia.bg; Росица Андреева, математик, Факултет приложна математика и информатика, ТУ-София, E-mail address: rosi_sf@mail.bg

Постъпила на 25.10.2012

Рецензент проф. д-р Кети Пеева

УРАВНЕНИЯ ЗА АНАЛИЗ НА НЕЛИНЕЙНИ ДИСКРЕТНИ ПРЕДАВАТЕЛНИ ЛИНИИ

Живко Георгиев

Резюме: В настоящата работа се анализира нелинейна дискретна предавателна линия, която представлява верижно съединение на определен брой еднотипни звена. Всяко звено съдържа линеен индуктивен елемент и нелинеен капацитивен елемент. Направеният анализ показва, че процесите в такава линия се описват с уравнението на Кортевег де Вриз, или с модифицираното уравнение на Кортевег де Вриз. По такъв начин е установено, че в разглежданата линия могат да се разпространяват солитонни вълни. Този факт прави нелинейните дискретни предавателни линии изключително перспективни при създаването на нови електронни устройства.

Ключови думи: нелинейни дискретни предавателни линии, нелинейни вълни, солитони, уравнение на Кортевег де Вриз.

EQUATIONS FOR THE ANALYSIS OF NONLINEAR DISCRETE TRANSMISSION LINES

Zhivko Georgiev

Abstract: Discrete nonlinear transmission line, which is a cascade connection of certain number of identical units, is analyzed in the present work. Each unit contains a linear inductive element and a nonlinear capacitive element. The analysis shows that the processes in such lines are described by the equation of Korteweg de Vries and modified equation of Korteweg de Vries. Thus, it is established that the solitons can be distributed in the regarded line. This fact makes the discrete nonlinear transmission lines very perspective for the creation of new electronic devices.

Keywords: nonlinear discrete transmission lines, solitons, equation of Korteweg de Vries.

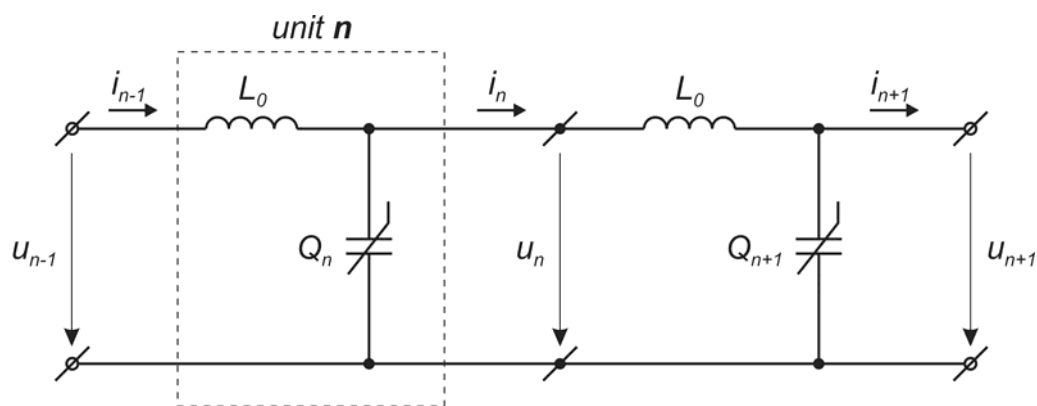
1. Въведение

При класическите предавателни линии с разпределени параметри се приема, че параметрите съпротивление, индуктивност и капацитет са непрекъснато разпределени по цялата дължина на линията. Дискретните предавателни линии се състоят от определен брой свързани верижно отделни звена (или клетки). Всяко звено съдържа в общия случай свързани по определен начин резистивни, индуктивни и капацитивни елементи.

Дискретните предавателни линии, особено нелинейните, предизвикват голям интерес в различни дисциплини както от чисто научна, така и от приложна гледна точка. От една страна в много от нелинейните дискретни предавателни линии при определени условия могат да се разпространяват солитонни вълни. Това дава възможност тези линии да бъдат използвани за създаване на нови електронни устройства и компоненти работещи в различни нелинейни режими и използващи различни нелинейни ефекти. От друга страна нелинейните дискретни предавателни линии са изключително перспективни при експериментални изследвания. Чрез такива линии лесно могат да се моделират нелинейни уравнения съответстващи на различни реални процеси, които трудно могат да се изследват експериментално. Електрическият модел може да бъде изследван много по-лесно, а отгук се получава информация и за реалния процес.

В настоящата статия се анализира нелинейна дискретна предавателна линия, чиято схема е показана на фиг.1. Всяко звено от линията има линеен размер (дължина) a и съдържа индуктивен елемент с индуктивност L_0 и нелинеен капацитивен елемент. Входното напрежение и входния ток за звено n означаваме с u_{n-1} и i_{n-1} , а изходното напрежение и изходния ток - с u_n и i_n .

В общия случай тези величини зависят от времето t .



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:

$$Q_n = Q(u_n) = C_1 u_n - C_p u_n^p = C_1 \left(u_n - \frac{C_p}{C_1} u_n^p \right), \quad (1)$$

където $C_1 > 0$, $C_p > 0$, а $p = 2$, или $p = 3$. При $p = 2$ имаме квадратична апроксимация на заряда от напрежението, а при $p = 3$ - кубична. Ще отбележим, че такива зависимости на заряда от напрежението са характерни за кондензатори със сегнетоелектрици (вариконди), за варикапи, варактори, и някои диоди, където се използват капацитетите на $p - n$ преходи при обратно хранване.

По нататък ще предполагаме, че имаме малка нелинейност, т.е. изпълнено е неравенството

$$\mu = \frac{C_p}{C_1} \ll 1, \quad p = 2, 3. \quad (2)$$

Отчитайки (2), равенство (1) може да се запише по следния начин:

$$Q_n = Q(u_n) = C_1(u_n - \mu u_n^p), \quad p = 2, 3. \quad (3)$$

2. Уравнения за дискретни величини

След прилагане на първи и втори закон на Кирхоф (фиг.1) получаваме:

$$L_0 \frac{di_{n-1}}{dt} + u_n - u_{n-1} = 0, \quad (4)$$

$$i_{n-1} = i_n + \frac{dQ_n}{dt}, \quad (5)$$

$$L_0 \frac{di_n}{dt} + u_{n+1} - u_n = 0. \quad (6)$$

Заместваме (5) в (4):

$$L_0 \frac{di_n}{dt} + L_0 \frac{d^2 Q_n}{dt^2} + u_n - u_{n-1} = 0. \quad (7)$$

От равенство (6) изразяваме $L_0(di_n/dt)$ и заместваме резултата в равенство (7), при което получаваме

$$L_0 \frac{d^2 Q_n}{dt^2} - (u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1}) = 0. \quad (8)$$

След отчитане на равенство (3) уравнение (8) приема вида:

$$\frac{d^2 u_n}{dt^2} - \mu \frac{d^2 (u_n^p)}{dt^2} - \frac{1}{L_0 C_1} (u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1}) = 0. \quad (9)$$

Уравнение (9) е основното точно уравнение за нелинейната дискретна предавателна линия, като в него участват дискретните стойности на напрежението. То е нелинейно вълново уравнение с малък член отразяващ нелинейността, тъй-като μ е малък коефициент.

3. Уравнения за непрекъснати величини

Нека пространственият период λ на вълната, която се разпространява по линията е много по-голям от размера (дължината) a на едно звено, т.е. $\lambda \gg a$ 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 непрекъснатото изменящото се напрежение $u(x, t)$ имаме

$$u_n = u_n(t) = u_n(na, t) = u(x, t). \quad (10)$$

По-нататък ще използваме и следното разложение в ред на Тейлор:

$$u_{n\pm 1}(t) = u(x \pm a, t) = u(x, t) \pm \frac{\partial u}{\partial x} a + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \right) a^2 \pm \frac{1}{6} \left(\frac{\partial^3 u}{\partial x^3} \right) a^3 + \frac{1}{24} \left(\frac{\partial^4 u}{\partial x^4} \right) a^4 \pm \dots \quad (11)$$

В последното равенство пренебрегваме членовете съдържащи производни с ред по-голям от 4 и като отчетем (10) получаваме следното съотношение:

$$u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1} = a^2 \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \right) + \frac{a^4}{12} \left(\frac{\partial^4 u}{\partial x^4} \right). \quad (12)$$

В равенство (9) преминаваме от дискретната променлива $u_n(t)$ към непрекъснатата променлива $u(x, t)$. За тази цел заместваем равенства (10) и (12) в (9), производните по времето стават частни производни, след което получаваме

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - v_0^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \mu \frac{\partial^2 (u^p)}{\partial t^2} - b \frac{\partial^4 u}{\partial x^4} = 0, \quad (13)$$

където

$$v_0 = \frac{a}{\sqrt{L_0 C_1}}, \quad b = \frac{a^4}{12 L_0 C_1}.$$

Тук с v_0 е означена скоростта на бягащата вълна описвана с линейното вълново уравнение, което се получава при $\mu = 0$ и $b = 0$.

Уравнение (13) е нелинейно вълново уравнение с малка нелинейност ($\mu \ll 1$) по отношение на непрекъснатото изменящото се напрежение $u(x, t)$. Предвид условията при които се получава това уравнение, се казва, че то е валидно при дълго-вълново приближение.

4. Прилагане метода на бавно изменящия се профил

За по-нататъшното опростяване на уравнение (13) ще използваме метода на бавно изменящия се профил [1]. Този метод широко се използва при уравнения съдържащи малка (слаба) нелинейност, дисперсия, или дисипация.

Съгласно метода на бавно изменящия се профил при определяне решението $u(x, t)$ на уравнение (13) се преминава от неподвижна система на отчитане (x, t) към подвижна (или съпровождаща) система координати (ξ, τ) , където

$$\xi = x - v_0 t, \quad \tau = \mu t, \quad \mu \ll 1. \quad (14)$$

При това положение

$$u(x, t) = U(\xi, \tau). \quad (15)$$

Последното равенство означава, че профилът на вълната зависи не само от ξ , но още зависи и бавно от времето.

Като се използват равенства (14) и (15) лесно се получава, че за производните, които участват в равенство (13) са в сила следните зависимости:

$$\frac{\partial^n u}{\partial x^n} = \frac{\partial^n U}{\partial \xi^n}, \quad n=1,2,\dots \quad (16)$$

$$\frac{\partial u}{\partial t} = \mu \frac{\partial U}{\partial \tau} - v_0 \frac{\partial U}{\partial \xi}, \quad (17)$$

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \mu^2 \frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} - 2\mu v_0 \frac{\partial^2 U}{\partial \xi \partial \tau} + v_0^2 \frac{\partial^2 U}{\partial \xi^2}. \quad (18)$$

„Времето“ τ е малка величина и се изменя бавно в сравнение с времето t . Тогава функцията $U(\xi, \tau)$ зависи бавно от τ и при всяко диференциране по τ редът на малките членове (определен от степените на μ) се увеличава. Поради това в много практически случаи е достатъчно да се запазят само членовете с първите производни по τ .

Като се използва равенството $u^p(x, t) = U^p(\xi, \tau)$, се установява, че изразите (16)-(18) са валидни и в случая, когато u се замести с u^p , а U – с U^p .

Заместваме получените изрази за производните в равенство (13):

$$\mu^2 \frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} - 2\mu v_0 \frac{\partial^2 U}{\partial \xi \partial \tau} - \mu \left[\mu^2 \frac{\partial^2 (U^p)}{\partial \tau^2} - 2\mu v_0 \frac{\partial^2 (U^p)}{\partial \xi \partial \tau} + v_0^2 \frac{\partial^2 (U^p)}{\partial \xi^2} \right] - b \frac{\partial^4 U}{\partial \xi^4} = 0.$$

В последното равенство пренебрегваме малките членове от ред μ^2 , при което получаваме:

$$2\mu v_0 \frac{\partial^2 U}{\partial \xi \partial \tau} + \mu v_0^2 \frac{\partial^2 (U^p)}{\partial \xi^2} + b \frac{\partial^4 U}{\partial \xi^4} = 0. \quad (19)$$

Уравнение (19) може да се запише във вида

$$\frac{\partial}{\partial \xi} \left[2\mu v_0 \frac{\partial U}{\partial \tau} + \mu v_0^2 \frac{\partial (U^p)}{\partial \xi} + b \frac{\partial^3 U}{\partial \xi^3} \right] = 0. \quad (20)$$

Изразът в средните скоби на полученото уравнение е равен на константа по отношение на ξ . От физични съображения се налагат граничните условия величината U и нейните производни да клонят към 0 при $\xi \rightarrow \pm\infty$, при което тази константа става равна на 0. Тогава от уравнение (20) следва

$$2\mu v_0 \frac{\partial U}{\partial \tau} + \mu v_0^2 \frac{\partial (U^p)}{\partial \xi} + b \frac{\partial^3 U}{\partial \xi^3} = 0. \quad (21)$$

При квадратична апроксимация на заряда на нелинейния кондензатор от напрежението, т.е. при $p=2$, уравнение (21) става следното **уравнение на Кортевег де Вриз**

$$\frac{\partial U}{\partial \tau} + \alpha U \frac{\partial U}{\partial \xi} + \beta \frac{\partial^3 U}{\partial \xi^3} = 0, \quad (22)$$

където

$$\mu = \frac{C_2}{C_1} \ll 1, \quad \alpha = v_0, \quad \beta = \frac{b}{2\mu v_0} = \frac{a^2 v_0}{24\mu}.$$

При кубична апроксимация на заряда на нелинейния кондензатор от напрежението, т.е. при $p = 3$, уравнение (21) става следното **модифицирано уравнение на Кортевег де Вриз**

$$\frac{\partial U}{\partial \tau} + \alpha U^2 \frac{\partial U}{\partial \xi} + \beta \frac{\partial^3 U}{\partial \xi^3} = 0, \quad (23)$$

където

$$\mu = \frac{C_3}{C_1} \ll 1, \quad \alpha = \frac{3}{2} v_0, \quad \beta = \frac{b}{2\mu v_0} = \frac{a^2 v_0}{24\mu}.$$

Уравненията на Кортевег де Вриз се разглеждат като класически уравнения в теорията на нелинейните вълнови уравнения. Те са най-добре изучени измежду всички нелинейни вълнови уравнения, на тях са посветени многобройни научни изследвания и ние тук няма да разглеждаме техните решения. Подходящо за нашите цели изложение на тези въпроси е дадено в книгите [2] и [4]. Ще отбележим само, че при определени съотношения на коефициентите и началните условия решенията на уравнението на Кортевег де Вриз са т. нар. **кноидални вълни**, а при други съотношения – уединени вълни наречени **солитони**.

5. Дисперсионни зависимости

Основен момент при изследването на вълновите процеси е определянето на дисперсионните зависимости за съответните уравнения. Дисперсионните уравнения дават важна информация за свойствата на вълните, свързани с решението на определено вълново уравнение [3].

Основното уравнение за нелинейната дискретна предавателна линия при използване на дискретните стойности на напрежението е нелинейното уравнение (9). Нелинейният член в това уравнение е малък, поради което може да се предположи, че решението му ще има свойства близки до решението на съответното линеаризирано уравнение. Линеяното уравнение съответстващо на уравнение (9) е

$$\frac{d^2 u_n}{dt^2} - \frac{1}{L_0 C_1} (u_{n+1} - 2u_n + u_{n-1}) = 0. \quad (24)$$

За да определим дисперсионното уравнение търсим решение на последното уравнение във вида

$$u_n = A \exp[i\omega t - inka], \quad (25)$$

Ако такова решение съществува, то можем да говорим за разпространяваща се вълна с постоянна амплитуда A , кръгова честота по отношение на времето ω , вълново число k и дължина на вълната λ , при което $k = 2\pi/\lambda$. Лесно се вижда, че е в сила равенството $u_{n+1} = u_n \exp(-ika)$, откъдето следва, че величината ka

характеризира изменението на фазата на вълната при преминаването и от звено n към звено $(n + 1)$.

Заместваме равенство (25) в равенство (24) и след известни преобразувания получаваме дисперсионното уравнение за уравнение (24):

$$\omega^2 = \frac{2}{L_0 C_1} (1 - \cos ka) = \frac{4}{L_0 C_1} \sin^2 \left(\frac{ka}{2} \right). \quad (26)$$

Задавайки в (26) честотата ω (оказвайки на веригата външно въздействие), можем да намерим k . С прости разсъждения, като се използва равенство (25), се установява, че ако k е реално число, то във веригата се разпространява незатихваща бягаща хармонична вълна с честота ω . Ако k е имагинерно число, то вълната експоненциално затихва.

Да разгледаме уравнението на разглежданата предавателна линия по отношение на непрекъснатите стойности на напрежението, т.е. уравнение (13). Това уравнение също съдържа малък нелинеен член и след линеаризирането му се получава уравнението

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - v_0^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - b \frac{\partial^4 u}{\partial x^4} = 0. \quad (27)$$

Търсим решение на линейното уравнение (27) от вида

$$u = A \exp(i\omega t - ikx). \quad (28)$$

След заместване на (28) в (27) и преобразуване получаваме дисперсионното уравнение за уравнението (27):

$$\omega^2 = v_0^2 k^2 - bk^4. \quad (29)$$

И тук, когато k е реална величина, ще имаме незатихваща вълна. Изследвайки биквадратното (по отношение на k) уравнение (29), може да се получат условията, при които k е реална величина.

По-нататък ще разгледаме допусканията, които са направени при получаването на уравнение (13) от уравнение (9). На първо време дискретната величина $u_n(t)$ е заменена с непрекъснатата $u(x, t)$, след което функцията $u(x, t)$ е развита в ред и са отчетени само първите няколко члена от този ред. Като условие за коректността на тези операции се изискваше размерът на клетката a да бъде много по-малък от дължината на вълната λ , но това твърдение не беше строго обосновано. Тук на базата на дисперсионните зависимости ще дадем по-строга обосновка на условията при които е валидно уравнение (13).

В дисперсионното уравнение (26) развиваме в ред синусоидалната функция, при което получаваме

$$\begin{aligned} \omega^2 &= \frac{4}{L_0 C_1} \sin^2 \left(\frac{ka}{2} \right) = \frac{4}{L_0 C_1} \left[\frac{ka}{2} - \frac{1}{3!} \left(\frac{ka}{2} \right)^2 + \frac{1}{5!} \left(\frac{ka}{2} \right)^5 - \dots \right]^2 = \\ &= \frac{4}{L_0 C_1} \left[\left(\frac{ka}{2} \right)^2 - 2 \frac{ka}{2} \frac{1}{3!} \left(\frac{ka}{2} \right)^3 + \dots \right] = \frac{a^2}{L_0 C_1} k^2 - \frac{a^4}{12 L_0 C_1} k^4 + \dots \approx v_0^2 k^2 - bk^4. \end{aligned}$$

Последното равенство показва, че дисперсионното уравнение за непрекъснатата величина (29) се получава от дисперсионното уравнение за дискретната величина (26), при условие че отчитаме само първите два члена от реда на синусоидалната функция. Такова пренебрегване е коректно при малък аргумент на синусоидалната функция, т.е. при $ka \ll 1$. От последното неравенство и от равенството $k = 2\pi/\lambda$ следва $a \ll \lambda$. Но това именно беше основното предположение, което използвахме в началото на раздел 3.

6. Заключение

В статията са изложени основни и принципни положения от анализа на нелинейни дискретни предавателни линии. Получени са уравненията и дисперсионните зависимости за дискретно изменящото се напрежение и за непрекъснато изменящото се напрежение. Показано е, че при определени условия разпространението на вълни в такива линии се описва с нелинейното уравнение на Кортвег де Вриз, което означава че е възможно разпространението на солитонни вълни. Изложеният подход и получените резултати могат да се използват за анализ на предавателни линии с други конфигурации, а също и при конструиране на нови електронни прибори използващи дискретни предавателни линии.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. (1979), *Теория волн*, Наука, Москва, 1979.
- [2] Бхатнагар П. (1983), *Нелинейные волны в одномерных дисперсных системах*, Мир, Москва, 1983.
- [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.

Автор: Живко Георгиев, проф. д-р, катедра „Теоретична Електротехника“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: zhdgeorg@tu-sofia.bg

Постъпила на 12.11.2012

Рецензент проф. д-р Димитър Ц. Димитров

ПЛАЗМЕНО ПОДПОМОГНАТА ОГНЕЗАЩИТА НА ДЪРВЕСИНА ОТ ТЦАЛАМ (LYSILOMA BAHAMENSIS) - I

Диляна Господинова, Ивайло Иванов, Петър Динев,
Люсиен Велева, Алехандро Гутьерес

Резюме: Плазмено подпомогнатата огнезащита чрез забавители на горенето на дърво, дървени изделия и целулозни материали е замислена и разработена като резултат от появата и развитието на плазмено подпомогната капилярна импрегнация. Предшестващото капилярната импрегнация плазмено химично активиране (и функционализиране) на повърхността променя съществено електрическата, химичната и капилярната активност на порестата повърхност, което от своя страна определя подобряването на основни характеристики на импрегнационния процес. Термичният анализ (ТГА, ДТА и ДСК) е използван, за да се разкрие влиянието на нов забавител на горенето и на плазмено-химичното активиране на капилярната импрегнация върху огнезащитата на дървесина от Тцалам (*Lysiloma Bahamensis*).

Ключови думи: диелектричен бариерен разряд, плазмено подпомогната капилярна импрегнация, забавители на горенето, дървесина от Тцалам.

PLASMA AIDED FLAME RETARDATION OF TZALAM WOOD (LYSILOMA BAHAMENSIS) - I

Dilyana Gospodinova, Ivajlo Ivanov, Peter Dineff,
Lucien Veleva and Alejandro Gutierrez

Abstract: The plasma aided flame retardation of wood, wooden products and cellulosic fibrous materials has been conceived and developed as a result of plasma aided process of capillary impregnation. The plasma-chemical surface pretreatment substantially alters its electrical, chemical and capillary activity, thus improving some impregnation process basic characteristics, such as penetration depth, solution spreading and adsorption speed, adsorbed solution capacity. Thermal analysis (TGA, DTA and DSC) has been used to reveal the impact of a new phosphor and nitrogen containing flame retardant and plasma-aided capillary impregnation on flame retardation of Tzalam (*Lysiloma Bahamensis*) wood. This study has been developed as part of a large investigation on plasma-chemically activated wood surface and flame retardant treated wood.

Keywords: dielectric barrier discharge, plasma aided capillary impregnation, flame retardants, Tzalam wood.

1. Introduction

The plasma aided flame retardation of wood, wooden products and cellulosic fibrous materials has been conceived and developed as a result of an original plasma aided process of capillary impregnation. The ability of the wood matrix to adsorb water is thus of critical importance for the water solution capillary impregnation of the wood.

The plasma-chemical surface pre-treatment modifies the ionic (or electrical) and chemical activity of the wood surface as well as its capillary activity. It improves such technological characteristics of the capillary impregnation process as penetration depth, solution spreading and adsorption speed, and adsorbed solution quantity per unit of surface area. This allows using the plasma aided retardation as a finishing process and applying it "in line" and "off line". A system of plasma device and applicators has been created to produce cold technological plasma through dielectric barrier discharge (DBD) at atmospheric pressure and room temperature [1, 2].

It is well known that heat treatment (drying) and machining reduces the chemical activity and wood wettability by modifying its water-reactive matrix in different ways. It was found earlier that the cold plasma pre-treatment of hard wood like cherry and oak improves such technological characteristics as solution spreading and adsorption speed and quantity of flame retardant [3, 4].

Tzalam (Scientific name: *Lysiloma bahamensis*) is primarily the common name of Mexican wood (Calam, Caribbean, Mayan or Aztec Walnut), but it also grows into the tropical Americas (Belize) and the Caribbean. *Tzalam* is also known as *Cuban*, *False* or *Wild Tamarind*, *Abey*, *Frijolillo* and *Sabicu*. *Tzalam* is a hard wood of medium density. It is fairly fine-textured with a straight open grain and colours that range from light brown to chocolate, sometimes with streaks of red or brown. This wood is highly durable (service life of more than 25 years) and easy to work, finishes smoothly and takes a fairly high natural polish. Its applications include flooring, furniture and non-structural construction, such as panelling.

Tzalam wood is harder than softwoods. The dominant feature separating "hardwoods" from softwoods is the presence of vessels or pores. Hardwoods have a more complex structure than softwoods. The vessels may show considerable variation in size, shape of perforation plates, and structure of cell wall, Fig.1c.

Tzalam is largely used in non-structural constructions, flooring and panelling. But due to its relatively high density, fine-texture and surface inactivation it is difficult to apply flame retardants through capillary impregnation.

THE OBJECTIVE of this paper is to study the effect of plasma pre-treatment on the wood surface functionalization as well as the effect of different surfactants on the ion activity of the impregnation solution, both aiming to improve the *Tzalam* wood flame retardation.

Some experimental results of the investigation are presented here: alteration of the wood surface chemical composition or the surface functionalization as a result of cold plasma pre-treatment at atmospheric pressure and room temperature monitored

by some methods of commonly used thermal analysis (*thermogravimetric analysis, TGA; differential thermal analysis, DTA; and differential scanning calorimetry, DSC*); applying solution impregnation on bare or plasma pre-treated *Tzalam* wood with or without addition of a surfactant to the impregnating solution and the resulting change of wood thermal degradation depending on the flame retardation under different conditions monitored by *TGA, DTA, and DSC*.

2. Experimental

Tzalam hard wood (*Lysiloma bahamensis*), Yucatan, Mexico) with *average dried weight: 780 kg/m³; basic specific gravity: 63; Janka hardness: 6 230 N; rupture strength or modulus of rupture: 88.28 MPa; elastic strength or modulus of elasticity: 13.10 MPa; radial or R-shrinkage: 2.7 %; tangential or T-shrinkage: 7.2 %, and volumetric shrinkage: 9.5 %; T/R ratio: 2.7; and moisture content of 7.8 %* was used in this investigation, Fig.1.

Thermal analysis test samples with size of 5 x 30 x 150 mm were made from *Tzalam* heartwood.

On the basis of prior art, as well as on our own former experience in plasma aided impregnation of wood and wooden materials, [6, 7], an oxidative (nitrogen oxides, *NO_x*) surface plasma pre-treatment has been applied on the test samples for 60 sec in a non-equilibrium cold plasma of dielectric barrier air discharge (*DBD*) at atmospheric pressure, industrial frequency (50 Hz) and 18 kV (*RMS*).



Fig.1. Flatsawn (a), quartersawn (b) surfaces of *Tzalam* wood sample, and an end grain view (c) of *Tzalam* (x 10).

The *DBD* technological plasma system consisted of coplanar shaped rectangular electrodes with one glass barrier (3 mm thick) closely arranged to the grounded electrode, with 6 mm operating distance between the high voltage electrode and the barrier, Fig 1a. The *DBD* was assured by two different - low frequency (50 Hz) and high frequency (10 kHz), voltage generators. The wood samples were disposed in operating volume and were treated for one minute (60 sec) under chosen frequencies and voltages.

A halogen-free, *phosphorus and nitrogen containing flame retardant* has been used in this investigation as a 30 wt. % water solution. The impregnating flame retardant water solution (*PhFRIS*, dry substance of 30 wt. %; phosphorus content of about 13 wt. %, pH = 7÷8 and density of 1.15 g/cm³) is based on a halogen free phosphorus and nitrogen containing flame retardant. The replacement of the halogen con-

taining flame retardants by halogen-free ones has been imposed by the toxicity of the halogens [8]. A new flame retardant product based on ortho-phosphorous acid, urea and ammonia has been produced and studied.

Wood inactivation is known as a surface phenomenon affecting just a thin outer layer of the wood. Inactivated wood surface does not have well enough capillary adsorption, which impedes the penetration of the impregnating solution containing phosphorous compound as a flame retardant. Plasma-chemical surface activation (functionalization) with an effective participation of ionic surfactants and silicone spreaders eliminates the *inactivation-impregnating* problem creating a protective flame retardant layer on the wood surface [5].

The non-equilibrium air plasma treatment gives good results increasing the chemical, anionic and capillary surface activities. Anionic surfactants (*AS*, “*Aniticrystallin A*“, Chimatech, Ltd., Bulgaria) in quantity of 5 vol. %, or silicone super spreader (*SSP*, Y-17113, *Momentive Performance Materials GmbH & Co. KG*, Germany) in quantity of 0.1 vol. %, as well as their combinations, have been used to control the ion activity of the flame retardant impregnation water solution. The capillary impregnation has been applied on bare (for comparison) or plasma pre-treated *Tzalam* wood samples at atmospheric pressure by spraying the corresponding flame retardant solution (390 ml/m²).

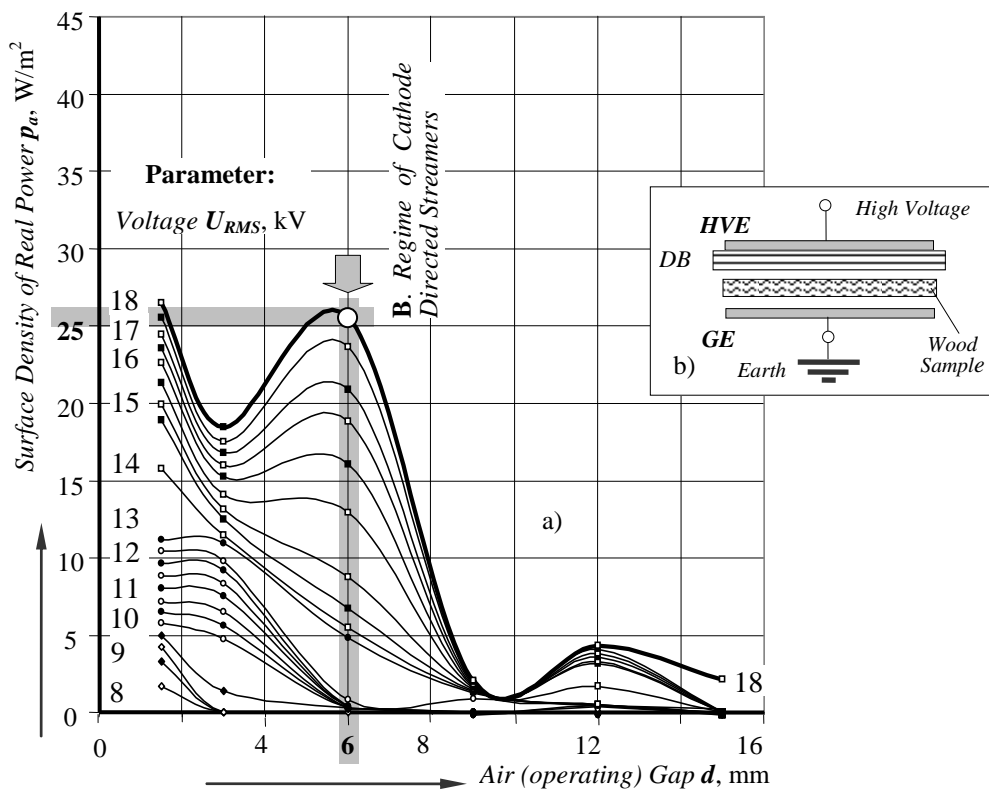


Fig.2. Dielectric barrier air discharge in asymmetric coplanar electrode system with one glass barrier (a), technological discharge characteristic " $p_a - U_{RMS}$ ", and regime of plasma pre-treatment at industrial frequency (b).

Thermal analysis – thermogravimetric analysis (*TGA*), differential scanning calorimetry (*DSC*), and differential thermal analysis (*DTA*), have been performed

in air at a heating rate of 10⁰C/min within the temperature range of 25÷1 000⁰C using *Perkins-Elmer* equipment.

3. Experimental results and discussion

The studied *plasma aided capillary impregnation* was based on both: plasma-chemical pre-treatment of the wood surface, Fig.2, and flame retardant impregnating solution with ion activity optimization, expecting that an increase of the wood capillary activity and the impregnating solution adsorption speed and capacity would allow good enough flame retardant performance of porous wood surface [1, 2, 7].

The dielectric barrier discharge surface activation effects or the expected surface reorganization and alternation of the chemical composition as a result of the plasma pre-treatment as well as of the flame retardant solution impregnation, have been directly monitored by the thermal behaviour of bare and flame protected *Tzalam* wood – by *TGA*, *DTA*, and *DSC*-analyzes.

3.1. Thermal degradation and temperature regimes of wood mass loss

Hemicellulose, *cellulose* and *lignin* are the three main components of wood biomass which in general cover respectively 20÷40, 40÷60, and 10÷25 wt. % for lignocellulosic biomass. Its pyrolysis can be divided into four stages: moisture evolution, hemicellulose decomposition, cellulose decomposition and lignin decomposition [5, 6, and 7].

As wood reaches elevated temperatures, the different chemical components undergo thermal degradation which affects the performance of wood. The extent of these changes depends on the achieved temperature level and the duration of exposure conditions. Chemical bonds begin to break at temperatures higher than 100⁰C and are manifested as carbohydrate and lignin weight losses of various types (wood pyrolysis) that increase with the temperature according to the pyrolysis models of *F. Browne*, 1958; *R. Miller* and *J. Bellan*, 1996, and *K. Bryden*, 1998).

Thermal degradation above 100⁰C can be divided into four stages or temperature regimes, [11]:

i) the first stage is between 100 and 200⁰C. Wood becomes dehydrated and generates water vapour and other non-combustible gases and liquids including CO₂, formic acid, acetic acid, and H₂O.

ii) the second stage is in the range from 200 to 300⁰C. Some wood components begin to undergo significant pyrolysis, in addition to the previously produced gases and liquids. Significant amounts of CO and high boiling point tar are given off.

The *hemicelluloses* and *lignin* components are pyrolyzed respectively within the ranges of 200÷300⁰C and 225÷450⁰C. Dehydration reactions around 200⁰C are responsible for pyrolysis of hemicellulose and lignin and result in a high char yield for wood.

The thermal degradation of *cellulose* can be accelerated in the presence of water, acids, and oxygen although cellulose remains mostly unpyrolyzed. As the temperature increases, the degree of polymerization of cellulose decreases further, free radicals appear, and carbonyl, carboxyl, and hydroperoxide groups are formed. Overall

pyrolysis reactions are endothermic due to decreasing dehydration and increasing CO formation from porous char reactions with water and CO₂ with temperature increase. During this “*low-temperature pathway*” of pyrolysis, exothermic reactions of exposed char and volatiles with atmospheric oxygen are manifested as *glowing combustion*.

iii) *the third stage* is from 300 to 450 °C because of the vigorous production of flammable volatiles. This begins with significant depolymerization of *cellulose* in the range of 300÷350 °C. Also, around 300 °C aliphatic side chains start splitting off from aromatic rings in the lignin. Finally, the carbon-carbon linkage between lignin structural units is cleaved from 370 to 400 °C. The lignin degradation reaction of this exothermic reaction is represented by peaks occurring between 225 °C and 450 °C. In this “*high-temperature pathway*,” pyrolysis of wood results in overall low char residues of around 25 % or less of original dry weight. Many fire retardants work by shifting wood degradation to the “*low-temperature pathway*,” which reduces volatiles available for *flaming combustion*.

iv) *the fourth stage* is above 450 °C, the remaining wood residue is char, which undergoes further degradation by being oxidized to CO₂, CO, and water. This is referred to as *afterglow*.

3.2. Flame-Retardency of Wood

Wood flame-retardancy delays ignition reduces heat release, and flame spread. As it is well known, many flame-retardant (*FR-*) chemicals shift the thermal degradation to the low temperature pathway of non-combustible gases and a greater proportion of char residue. The reactions are acid-catalyzed hydrolysis of the cellulose and hemicellulose. *FR-*chemicals dehydrate the wood and increase the condensation and cross-linking of the carbon skeleton. Other possible mechanisms for fire retardancy include formation of an insulating layer, increased dissipation via conduction of heat away from heat source, endothermic reactions to absorb heat, and release of radicals that inhibit flaming combustion [8].

For *interior applications* where leaching is not an issue, the following water-soluble inorganic salts are in use - monoammonium and diammonium phosphate, ammonium sulphate, zinc chloride, sodium tetraborate, and boric acid. These *FR-*chemicals are combined in formulations to develop effective fire performance (flaming, smouldering, and smoke) yet still retain acceptable hygroscopicity, strength, corrosivity, and other properties.

For leach-resistant system or for *exterior application*, a possible method is to polymerize the fire-retardant resins after impregnation into the wood. Such a treatment is the amino-resin system based on urea, melamine, dicyandiamide, and related compounds.

Mono-ammonium phosphate, one of the well-known *FR-*chemicals, is the most effective of the tested, increasing the char yield and thus promoting volatile loss through the *low-temperature pathway*. Cellulose reacts to the *FR-*chemicals in a similar manner to the wood, and lignin does not seem to be affected much by these chemicals. Thus, these *FR-*chemicals significantly reduce the flammable volatiles generated by the wood cellulose component. Potential *FR-*chemicals are often

initially tested using dynamic thermal analysis - thermogravimetry, differential thermal analysis, and differential scanning calorimetry [8, 9].

Table 1.
Pyrolysis characteristics of phosphor and nitrogen containing flame retardant

Powder Sample (after crystallization of phosphor containing <i>FR</i>)	<i>PhFR</i>	
Stage Transitions		
Ignition Point (IP) - exuding non-flammable gases and vapours	70 °C	
Burning Point (FP) - transition to flaming combustion	200 °C	
Glowing Point (GP) - transition to glowing combustion	430 °C	
After-glowing Point (CP) - transition to char degradation	720 °C	
Extinction or Ash forming Point - transition to extinction or ash forming	870 °C	
Heat Release (Exo), kJ/kg (J/g)		
Dehydratation Stage	59.897	0.2 %
Ignition Stage	1 452.432	4.6 %
Flaming Stage	2 948.116	9.4 %
Glowing Stage	7 440.514	23.8 %
After-glowing Stage	13 170.310	42.0 %
Extinction or Ash forming Stage (to 1 000 °C)	6 304.110	20.0 %
Total to 1 000 °C	31 375.380	100.0 %
Total to 335 °C	4 460.445	14.2 %
Total to 480 °C	11 900.960	37.9 %
Total to 725 °C	25 071.270	79.9 %
Mass Losses, mass. %		
Desorbtion of Gases, Dehydration Stage	2.3 %	
Ignition Stage	20.6 %	
Flaming Stage	17.4 %	
Glowing Stage	30.2 %	
After-glowing Stage	3.9 %	
Extinction or Ash forming Stage	25.6 %	
Total to 1 000 °C	100.0 %	
Total to 335 °C	40.3 %	
Total to 480 °C	70.5 %	
Total to 725 °C	74.4 %	

A new flame retardant product based on the ortho-phosphorous acid, urea and ammonia has been produced and studied.

3.3. Flame-retardency effect on heat release and mass losses

The pyrolysis characteristics of *Tzalam* were investigated using a thermogravimetric (*TGA*) analyzer with differential scanning calorimetry (*DSC*) detector and a pack bed, Table 2, Fig.3.

In thermal analysis, the pyrolysis of hemicellulose and cellulose occurs quickly, with main weight loss of *hemicellulose* at 220÷315°C and that of *cellulose* at 315÷400°C. However, *lignin* is more difficult to decompose and its mass loss happens in a temperature range from 160 to 900°C). Well known studies show that wood (or biomass) pyrolysis can be divided into four stages: moisture evolution (dehydration), *hemicellulose* decomposition, *cellulose* decomposition and *lignin* decomposition [10, 11].

From energy consumption viewpoint cellulose behaves differently from hemicellulose and lignin, in the course of pyrolysis.

The pyrolysis characteristics of bare *Tzalam* are shown in Table 1, Fig.5 and Fig.7 - the four pyrolysis stages or temperature regimes with their critical points (stage transitions) and the fifth stage of slow extinction with ash forming.

Table 2.
Pyrolysis Characteristics of bare *Tzalam* wood

Wood Sample - bare <i>Tzalam</i>		
Stage Transitions		
Ignition Point (IP) - exuding non-flammable gases and vapours		75 °C
Burning Point (BP) - transition to flaming combustion		230 °C
Glowing Point (GP) - transition to glowing combustion		335 °C
After-glowing Point (AGP) - transition to char decomposition		480 °C
Ash Forming Point (AFP)- transition to extinction and ash forming		725 °C
Heat Release (Exo), kJ/kg (J/g)		
Ignition Stage	841.383	5.5 %
Flaming Stage	4 545.213	29.5 %
Glowing Stage	8 873.511	57.6 %
After-glowing Stage	546.383	3.5 %
Extinction or Ash forming Stage	595.213	3.9 %
Total to 1 000 °C	15 401.702	100 %
Total to 335 °C	5 386.596	35.0 %
Total to 480 °C	14 260.107	92.6 %
Total to 725 °C	14 806.490	96.1 %
Mass Losses, mass %		
Desorbition of Gases, Dehydration Stage		6.9 %
Ignition Stage		5.3 %
Flaming Stage		50.1 %
Glowing Stage		32.0 %
After-glowing Stage		0.1 %
Extinction or Ash forming Stage - to 1 000 °C		0.1 %
Extinction Stage above 1 000 °C		5.5 %
Total to 1 000 °C		100.0 %
Mass Losses to 335 °C		62.3 %
Mass Losses to 480 °C		94.3 %
Mass Losses to 1 000 °C		94.5 %

All other wood samples and flame retardant chemical samples are discussed within the five pyrolysis stages thus defined. This allows an effective assessment: *first*, the effect of the newly produced and tested phosphor and nitrogen containing flame retardant impregnating solution (*PhFRIS*) on *Tzalam* wood; *second*, the impact of plasma aided flame retardant technology (surface plasma-chemical pre-treatment and functionalization; addition of anionic surfactant and silicon spreader to impregnating solution) on *Tzalam* flame retardency.

Only two of the studied options for plasma-aided flame retarded *Tzalam* pyrolysis characteristics are presented in a table form: *i* - *PhFRIS* capillary impregnation; *ii* - adjusted with both anionic surfactants (5 vol. %) and silicon spreader (0.1 vol. %). Plasma-aided capillary impregnation adjusted by anionic surfactant (5 vol. %) water solution is graphically presented on Fig.6 and Fig.8.

Table 3.
Pyrolysis characteristics of flame retarded *Tzalam* wood
(after surface plasma-chemical treatment)

Wood Sample - flame retarded <i>Tzalam</i> after surface plasma-chemical treatment		
Stage Transitions		
Ignition Point (IP) - exuding non-flammable gases and vapours	60 °C	
Burning Point (FP) - transition to flaming combustion	200 °C	
Glowing Point (GP) - transition to glowing combustion	425 °C	
After-Glowing Point (AGP) - transition to char decomposition	710 °C	
Extinction or Ash forming Point - transition to extinction and ash forming	880 °C	
Heat Release (Exo), kJ/kg (J/g)		
Ignition Stage	351.489	1.4 %
Flaming Stage	6881.915	27.9 %
Glowing Stage	14556.380	59.0 %
After-glowing Stage	2486.064	10.1 %
Extinction or Ash forming Stage (to 1 000 °C)	385.957	1.6 %
Total to 1 000 °C	24661.810	100.0 %
Total to 335 °C	3063.723	12.4 %
Total to 480 °C	10569.36	42.8 %
Total to 725 °C	22143.62	89.8 %
Mass Losses, mass. %		
Desorbtion of Gases, Dehydration stage	3.7 %	
Ignition Stage	15.1 %	
Flaming Stage	29.9 %	
Glowing Stage	34.3 %	
After-Glowing Stage	2.0 %	
Extinction or Ash forming Stage to 1 000 °C	2.0 %	
Extinction Stage above 1 000 °C	13.0 %	
Total to 1 000 °C	100.0 %	
Total Mass Losses to 335 °C	42.6 %	
Total Mass Losses to 480 °C	56.7 %	
Total Mass Losses to 725 °C	84.4 %	
Total Mass Losses to 1000 °C)	87.0 %	

The results shown on Fig.3÷Fig.8 allow the following conclusions from the thermal analysis:

i) Tzalam wood reveals the following characteristics (*TGA*, *DTA* and *DSC*):

- self-sustaining exothermic pyrolysis process and transition to flaming observed at temperatures over 200 °C;

- self-sustaining exothermic pyrolysis process and transition to glowing can be observed at temperatures over 430 °C;

- a characteristic peak, associated with *hemi-cellulose* pyrolysis occurs at a temperature of 280 °C (*DTA*), Fig. 4, but it is almost swallowed by the next peak at 304 °C, which can be associated mainly with the *cellulose* pyrolysis. A single peak is observed at 300 °C (*DSC*), Fig. 3, corresponding to the *hemi-cellulose* and *cellulose* pyrolysis. These experimental facts comply with the general notion, placing the *hemi-cellulose* pyrolysis peak in the temperature range from 220 to 315 °C, and that of the *cellulose* - in the range from 315 to 400 °C;

Table 4.
Pyrolysis characteristics of flame retarded *Tzalam* wood
(after surface plasma-chemical treatment with an anionic surfactant and spreader)

Wood Sample - <i>Tzalam</i> (Surface Plasma Treated+PhFRIS+Surfactant+Spreader)		
Stage Transitions		
Ignition Point (IP) - exuding non-flammable gases and vapours		70 °C
Burning Point (FP) - transition to flaming combustion		200 °C
Glowing Point (GP) - transition to glowing combustion		430 °C
After-glowing Point (CP) - transition to char degradation		720 °C
Extinction or Ash forming Point - transition to extinction or ash forming		870 °C
Heat Release (Exo), kJ/kg (J/g)		
Ignition Stage	411.857	1.7 %
Flaming Stage	7 150.714	30.0 %
Glowing Stage	14 381.250	60.4 %
After-glowing Stage	1 882.071	7.9 %
Extinction or Ash forming Stage (to 1 000 °C)	0.000	0.0 %
Total to 1 000 °C	23 825.893	100.0 %
Total to 335 °C	3 226.607	13.5 %
Total to 480 °C	10 611.110	44.5 %
Total to 725 °C	22 145.460	92.9 %
Mass Losses, mass. %		
Desorbition of Gases, Dehydration Stage		0.0 %
Ignition Stage		4.3 %
Flaming Stage		15.0 %
Glowing Stage		31.5 %
After-glowing Stage		36.9 %
Extinction or Ash forming Stage		12.3 %
Total to 1 000 °C		100.0 %
Total to 335 °C		43.6 %
Total to 480 °C		57.1 %
Total to 725 °C		86.4 %
Total to 1 000 °C		90.1 %

ACKNOWLEDGMENTS

The authors gratefully acknowledge the financial support of the National Science Fund, Ministry of Education and Science of Bulgaria, for the Research Project DO-02-11: EF/2009.

Authors: Dilyana Gospodinova, Ivajlo Ivanov and Peter Dineff with the Department of Electrical Apparatus, Faculty of Electrical Engineering at the Technical University of Sofia, 8, Kliment Ohridski Blvd., Sofia 1756, Bulgaria; E-mail address: dilianang@abv.bg; Lucien Veleva and Alejandro Gutierrez with the Applied Physics Department of CINVESTAV (*Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional*) – Mérida, Carretera Antigua a Progreso Km. 6, A.P. 73 Cordemex 97310, Mérida, Yucatán, Mexico.

Постъпила на 14.11.2012

Рецензент проф. д-р Маргарита Незнакомова

ПЛАЗМЕНО ПОДПОМОГНАТА ОГНЕЗАЩИТА НА ДЪРВЕСИНА ОТ ТЦАЛАМ (LYSILOMA BAHAMENSIS) - II

Диляна Господинова, Ивайло Иванов, Петър Динев,
Люсиен Велева, Алехандро Гутierrez

Резюме: Плазмено подпомогнатата огнезащита чрез забавители на горенето на дърво, дървени изделия и целулозни материали е замислена и разработена като резултат от появата и развитието на плазмено подпомогната капилярна импрегнация. Предшестващото капилярната импрегнация плазмено химично активиране (и функционализиране) на повърхността променя съществено електрическата, химичната и капилярната активност на порестата повърхност, което от своя страна определя подобряването на основни характеристики на импрегнационния процес. Термичният анализ (ТГА, ДТА и ДСК) е използван, за да се разкрие влиянието на нов забавител на горенето и на плазмено-химичното активиране на капилярната импрегнация върху огнезащитата на дървесина от Тцалам (*Lysiloma Bahamensis*).

Ключови думи: диелектричен бариерен разряд, плазмено подпомогната капилярна импрегнация, забавители на горенето, дървесина от Тцалам.

PLASMA AIDED FLAME RETARDATION OF TZALAM WOOD (LYSILOMA BAHAMENSIS) - II

Dilyana Gospodinova, Ivajlo Ivanov, Peter Dineff,
Lucien Veleva and Alejandro Gutierrez

Abstract: The plasma aided flame retardation of wood, wooden products and cellulosic fibrous materials has been conceived and developed as a result of plasma aided process of capillary impregnation. The plasma-chemical surface pre-treatment substantially alters its electrical, chemical and capillary activity, thus improving some impregnation process basic characteristics, such as penetration depth, solution spreading and adsorption speed, adsorbed solution capacity. Thermal analysis (TGA, DTA and DSC) has been used to reveal the impact of a new phosphor and nitrogen containing flame retardant and plasma-aided capillary impregnation on flame retardation of Tzalam (*Lysiloma Bahamensis*) wood. This study has been developed as part of a large investigation on plasma-chemically activated wood surface and flame retardant treated wood.

Keywords: dielectric barrier discharge, plasma aided capillary impregnation, flame retardants, Tzalam wood.

- a characteristic peak, associated with lignin degradation exothermic reaction, is represented by peaks at 390 °C (*DSC*), Fig.3, and at 423 °C (*DTA*), Fig.4. Generally, the peaks of lignin degradation reaction occur between 225 and 450 °C;

- during the transition to glowing combustion (pyrolysis), 37.7 wt. % of the *Tzalam* wood is solid - the remaining wood residue is char, which undergoes further degradation by being oxidized to CO₂, CO, and water during the afterglow stage;

- the remaining wood residue as char above 480°C (after-glowing degradation of char) is only 5.7 wt. %

ii) the examined phosphor and nitrogen containing flame retardant (*FR-chemical*), applied as an impregnation solution (*PhFRIS*), displays the following characteristic features during the *Tzalam* wood flame retardancy:

- this flame-retardant chemicals shift the *Tzalam* wood thermal degradation to the *low temperature pathway* of non-combustible gases and greater proportion of remaining wood as char residue - the transition to glowing combustion is already taking place at a temperature of 411 °C (against 329 °C for bare *Tzalam*) and the remaining char residue is 52 wt. % (against 37.7 wt. % for bare *Tzalam*);

- some feasible mechanisms for fire retardancy include: *acid-catalyzed* (phosphoric acid) *hydrolysis* of *cellulose* and *hemi-cellulose* as reactions above 106 °C - lignin does not seem to be much affected by this *FR-chemical*; dehydration of *Tzalam* wood by *FR-chemical*; condensation enlargement and cross-linking of the carbon skeleton; insulating layer formation, increased dissipation via heat conduction away from the heat source, limited access of oxygen deep in it, and limited release of combustible gases out of it, endothermic reactions to absorb heat (between 106 and 235 °C, Fig.5);

- effective suppression of flaming and glowing combustion within the temperature range from 65 to 428 (432) °C, Fig.5;

iii) the change of the impregnation solution ionic and capillary activity (*PhFRIS*) resulting from the anionic surfactant and silicon spreader application accelerates, increases the amount of the applied flame retardant and the depth of the capillary impregnation, but does not alter substantially the efficiency, neither in terms of heat release, nor in terms of mass losses, Fig.6 and Fig.8.

4. Conclusion

The application of thermal analysis (*TGA*, *DTA*, and *DSC*) allows evaluating the *Tzalam wood* decomposition (pyrolysis) under the influence of heat by setting pyrolysis stage temperature ranges and hemi-cellulose, cellulose and lignin characteristic temperature peaks.

Thermal analysis helps reveal and illustrate the impact of the newly produced phosphor and nitrogen containing flame retardant on *Tzalam* wood behaviour (pyrolysis).

It significantly reduces the heat release within the range of 65÷430 °C by suppressing the flaming and glowing combustion of wood and decreases considerably the mass loss.

Thermal analysis enables studying the plasma aided capillary impregnation technology using water solution containing phosphorus flame retardant and its impact on *Tzalam* wood plasma aided flame retardancy.

The experimental study of chemical, ion and capillary activity change of the *Tzalam* wood surface using selected surfactant and spreader shows that it has no substantial contribution to the plasma aided flame retardancy.

References

- [1] Dineff, P., D. Gospodinova, L. Kostova, T. Vladkova, and E. Chen. (2008), ***Plasma aided surface technology for modification of materials referred to fire protection***, Problems of Atomic Science and Technology, 6; Series Plasma Physics (14), pp. 198÷200.
- [2] Dineff, P., L. Kostova. ***Method of plasma-chemical modification***, WO2006/133524 A3.
- [3] Dineff, P., D. Gospodinova. (2009) ***Electrode Configuration and Non-Uniform Dielectric Barrier Discharge Properties***, XVI-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies “SIELA 2009”, 04÷06 June 2009, Bourgas, Bulgaria; Proceedings, 2009, vol. 1, pp. 79÷88.
- [4] Dineff, P., D. Gospodinova. (2004) ***Atmospheric pressure plasma polymer modification - new visions, challenges and solutions***, II. International Conference on Challenges in Higher Education & Research in the 21-st Century, Sozopol, Bulgaria. Proceedings of Papers, Heron Press, Sofia, pp. 193÷196.
- [5] Sernek, M.(2002), ***Comparative analysis of inactivated wood surfaces***, PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg,.
- [6] Vladkova, T., P. Dineff, and D. Gospodinova. (2003), ***Wood flour - New filler for rubber processing industry II. Cure characteristics and mechanical properties of NBR compounds filled by corona-treated wood flour***, “J. Appl. Polym. Sci.”, 91(2), 883
- [7] Dineff, P., D. Gospodinova, L. Kostova, T. Vladkova, and C. Erfan. (2008) ***New attempt at plasma aided flame retardation in wood and cellulosic fibrous materials***, XX-th Congress of the Society of Chemist and Technologist of Macedonia “BICONGRESS 2008”, Ohrid, Macedonia, 17÷20 September. Proceedings of papers, 2008, PPM-11-E.
- [8] ***Flame Retardants – Frequently asked questions***, Website of European flame retardants association (EFRA): www.cefic-efra.org.

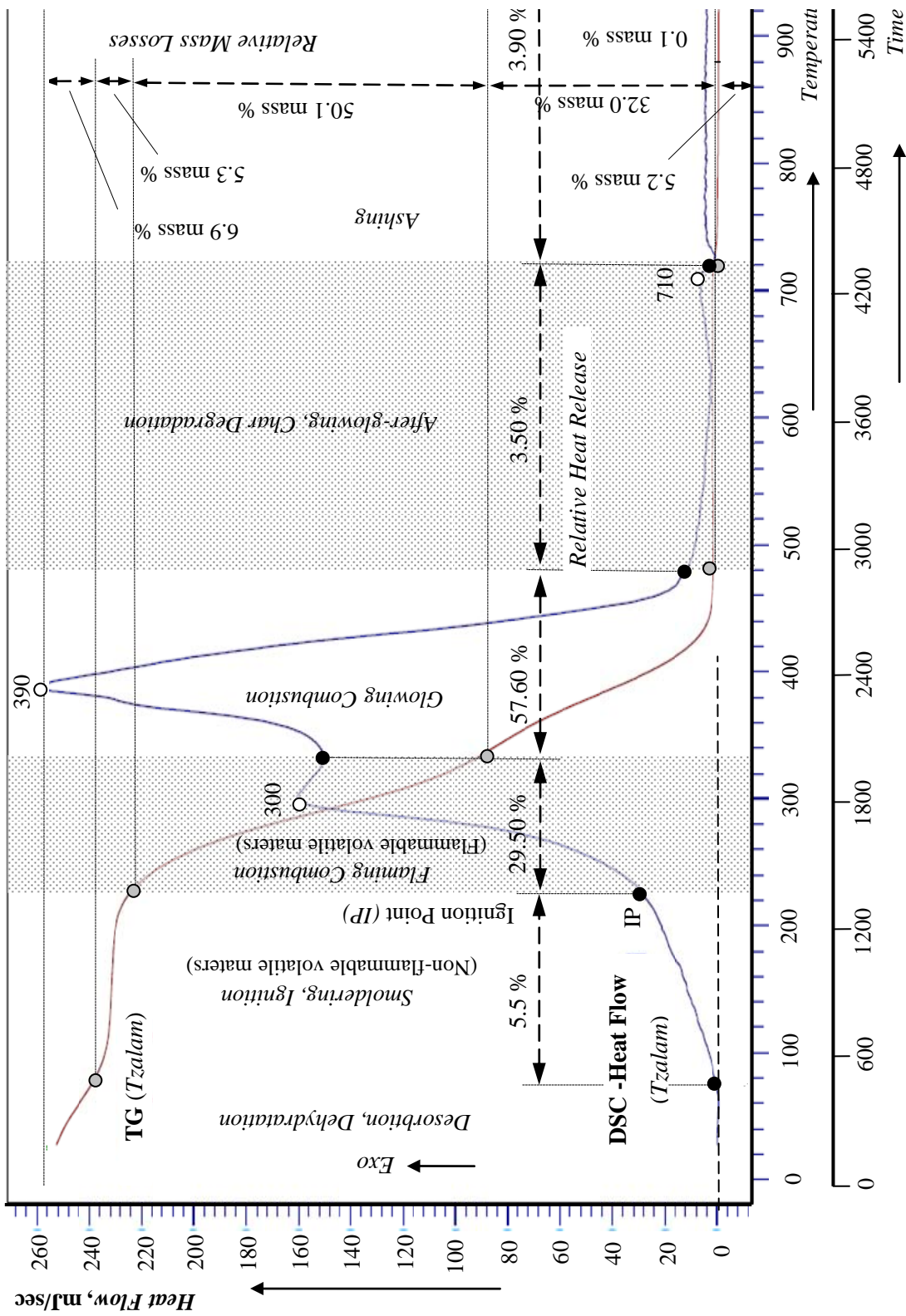


Fig.3. Thermal analysis - DSC and TGA spectra of bare *Tzalam* wood (*Lysiloma bahamensis*, Yucatan, Mexico) in air (heating rate - 10 °C per minute): *Tzalam* wood pyrolysis stages identification.

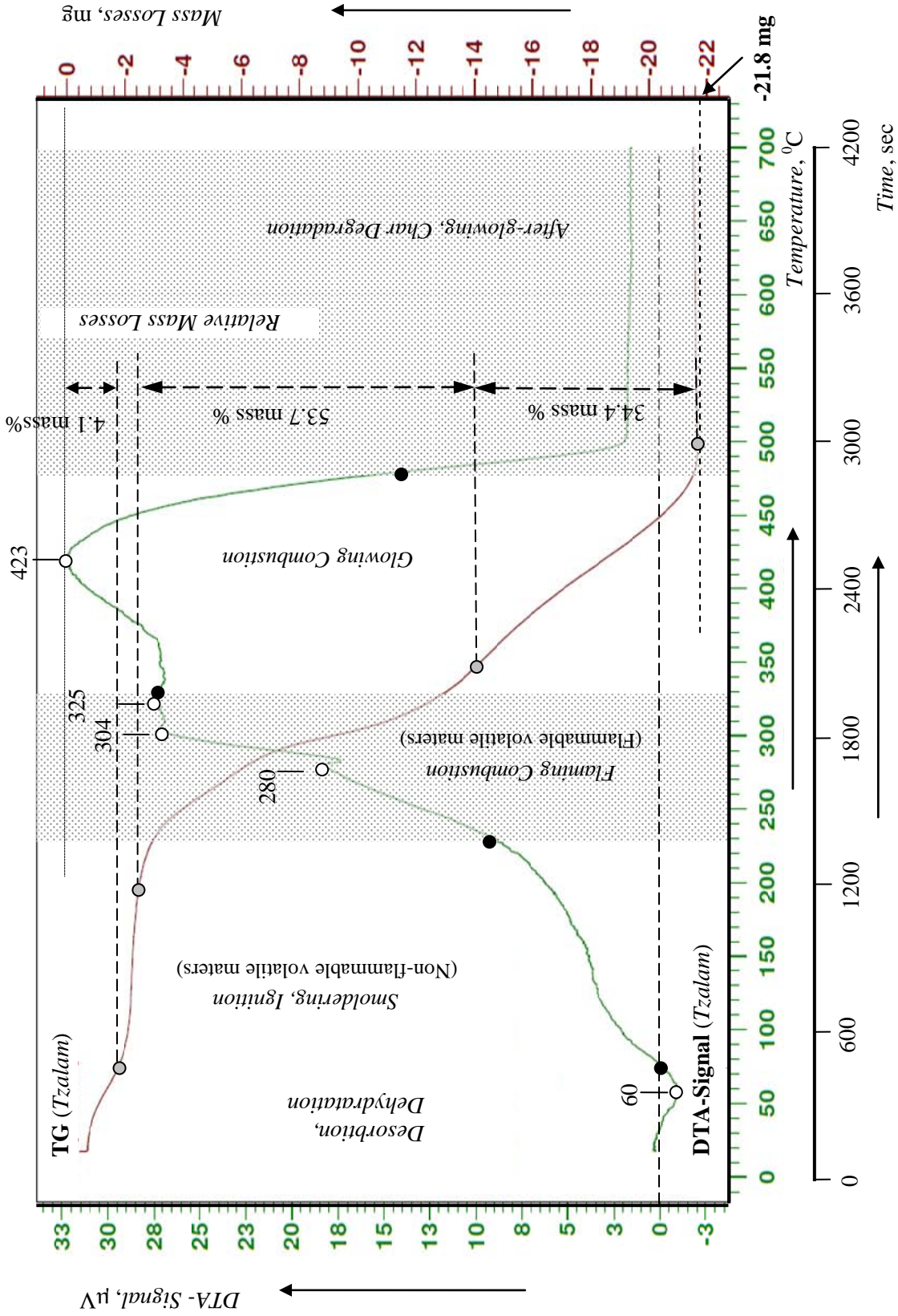


Fig.4. Thermal analysis - TGA and DTA spectra of bare *Tzalam* wood (*Lysiloma bahamensis*, Yucatan, Mexico) in air (heating rate - 10 °C per minute): *Tzalam* wood pyrolysis stages identification.

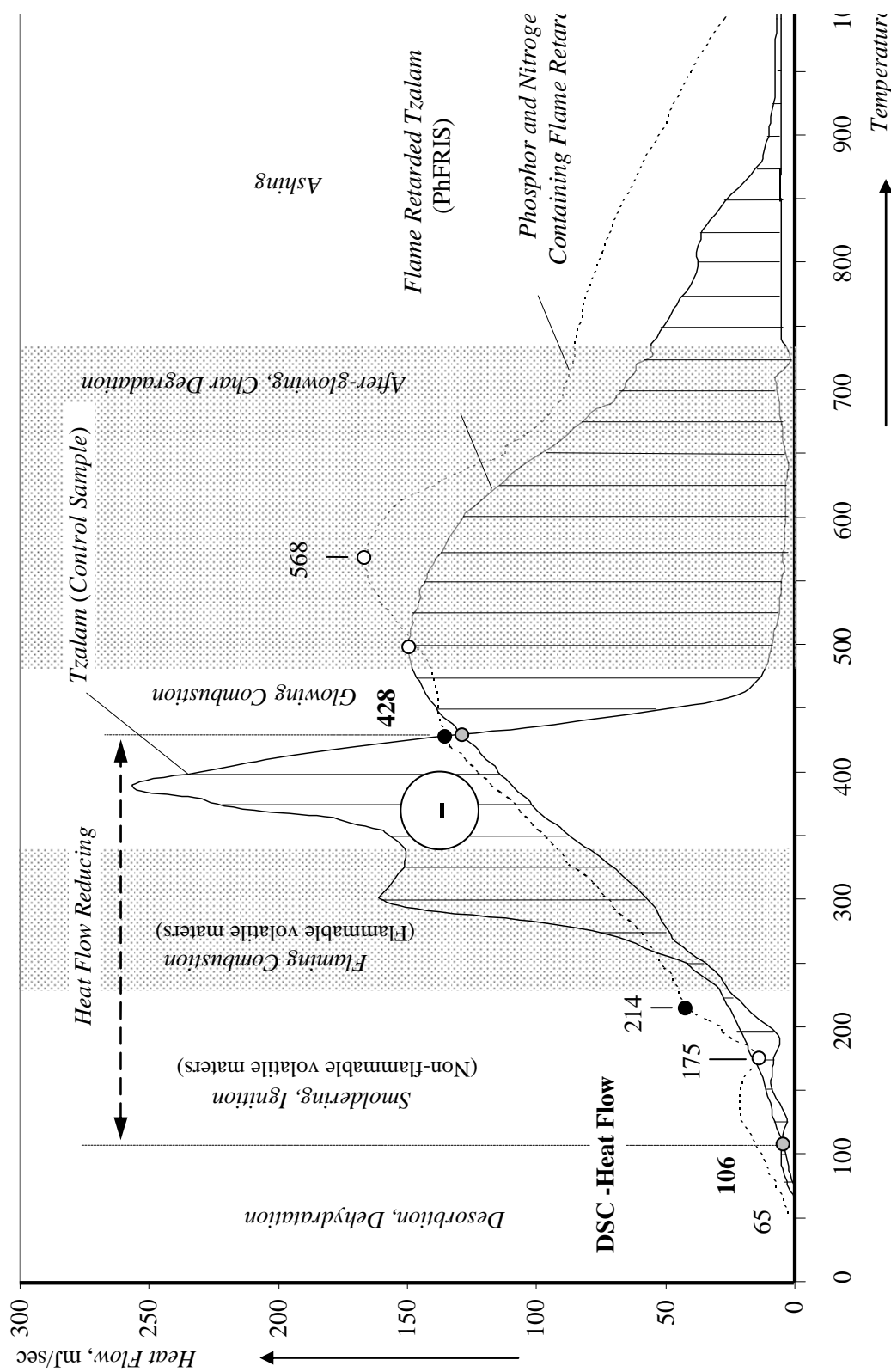


Fig.5. Thermal analysis - flame retardancy effect illustrated by a difference between heat flows released in the course of bare and flame retardant treated *Tzalam* wood (*Lysiloma bahamensis*, Yucatan, Mexico) pyrolysis in the temperature interval between 65 and 428 °C by DSC spectra (heating rate - 10 °C per minute). The DSC-spectrum of the phosphor and nitrogen containing flame retardant used is shown with a dashed line.

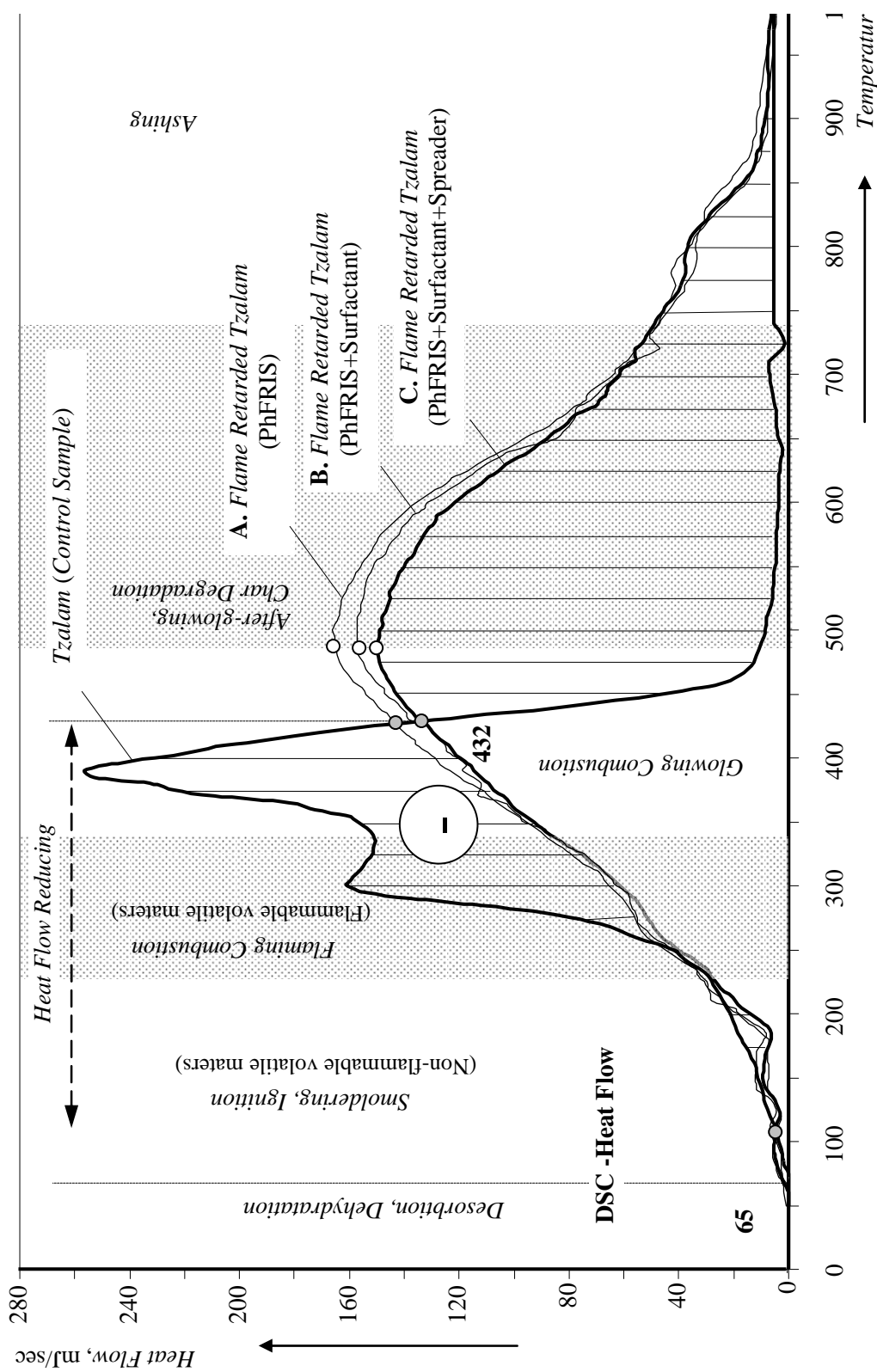


Fig.6. Thermal analysis - flame retardancy effect illustrated by a difference between heat flows released in the course of bare and various flame retardant treated *Tzalam* wood (*Lysiloma bahamensis*, Yucatan, Mexico) pyrolysis in the temperature interval between 65 and 432 °C by DSC-spectra (heating rate - 10 °C per minute): **A** - flame retarded wood by capillary *FRIS*-impregnation; **B** - flame retarded wood by plasma-aided (industrial frequency at 18 kV (*RMS*) capillary impregnation with 5 vol. % of anionic surfactant; **C** - flame retarded wood by plasma-aided capillary impregnation with anionic surfactant, 5 vol. %, and silicon spreader, 0.1 vol. % }

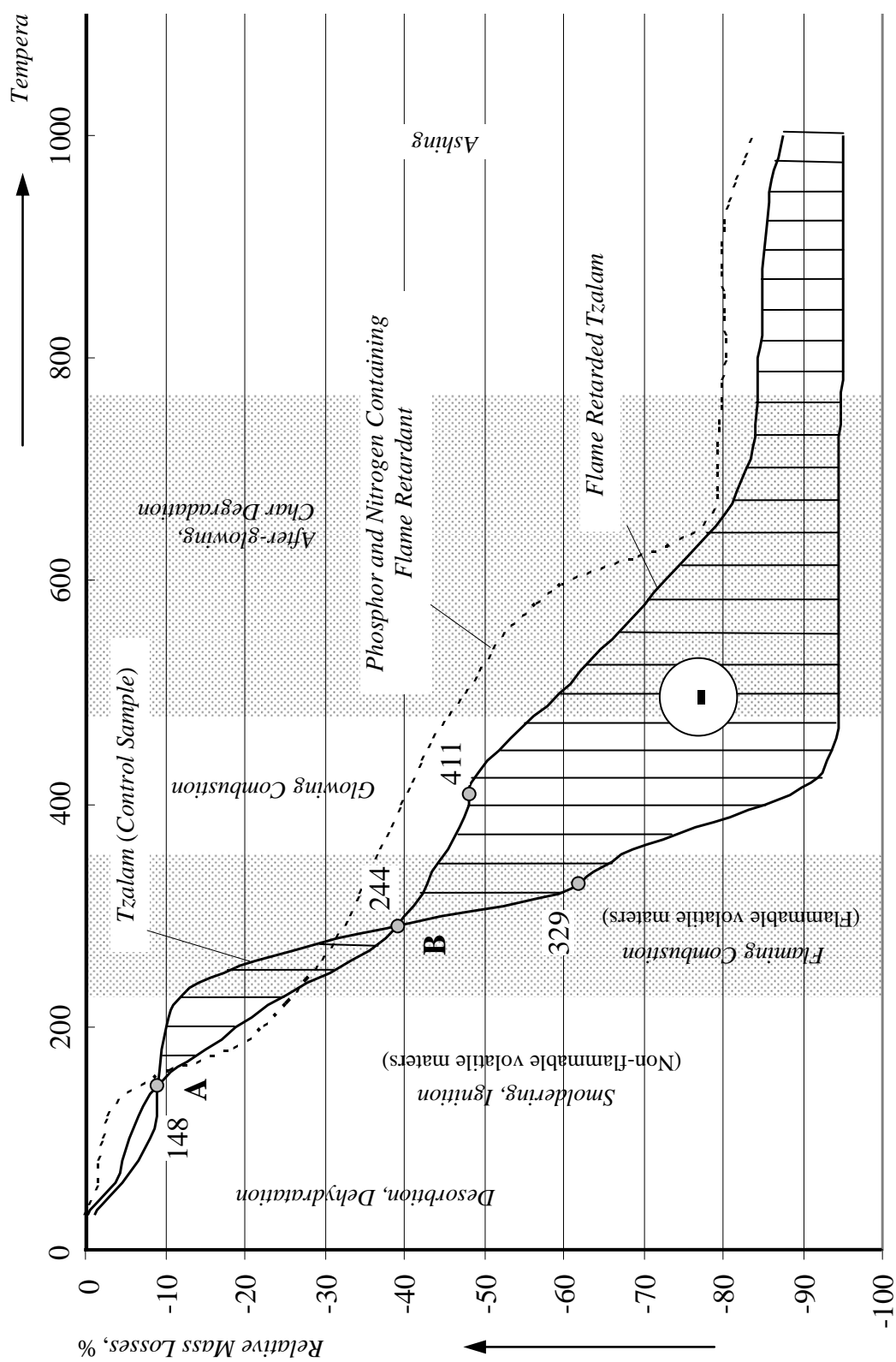


Fig.7. Thermal analysis - flame retardancy effect illustrated by a difference between relative mass losses in the course of bare and flame retardant treated *Tzalam* wood (*Lysiloma bahamensis*, Yucatan, Mexico) pyrolysis above 244 °C by TGA-spectra (heating rate - 10 °C per minute). The TGA-spectrum of phosphor and nitrogen containing flame retardant water solution used (*PhFRIS*) is shown (as a dashed line).

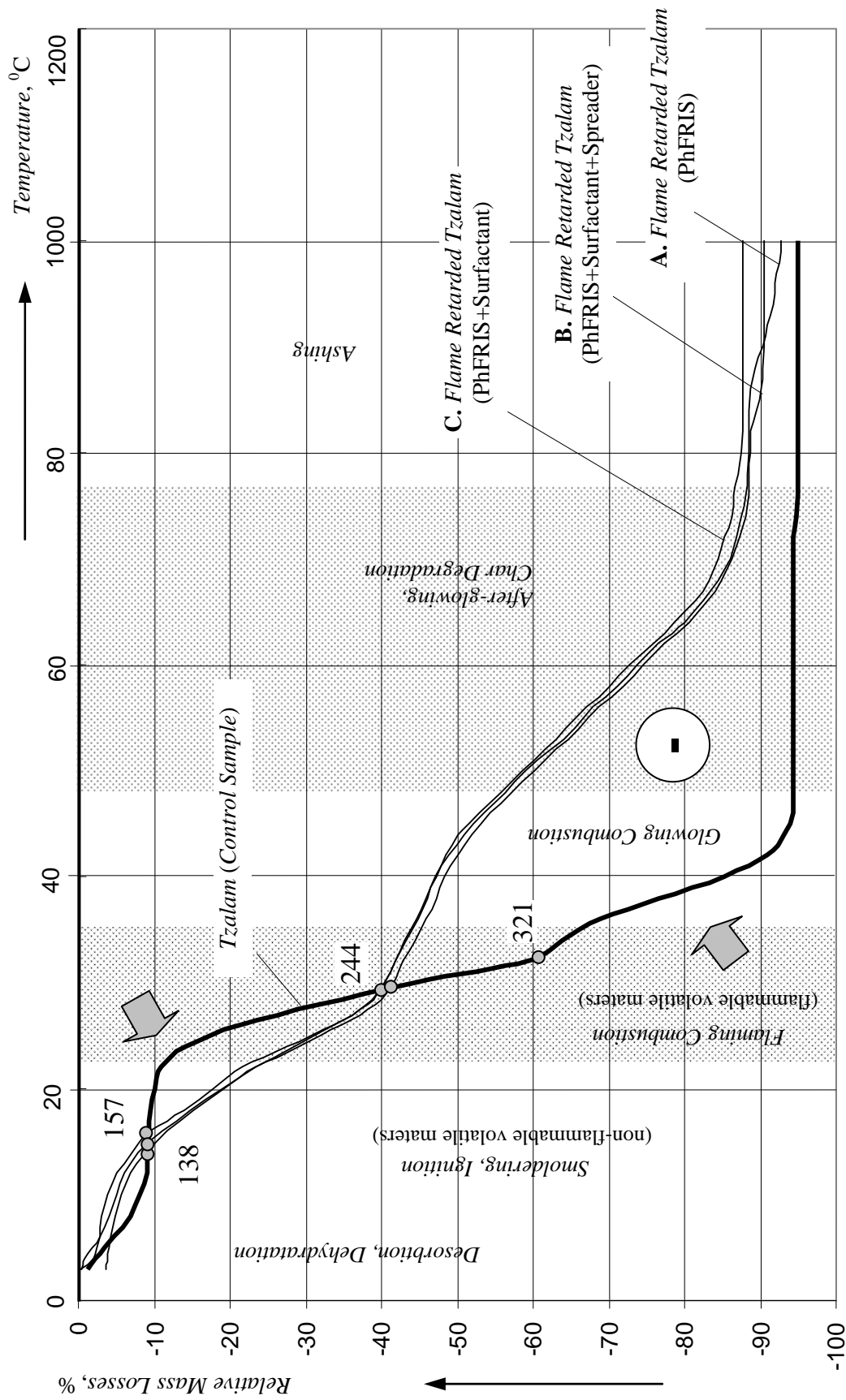


Fig.8. Thermal analysis - flame retardancy effect illustrated by a difference between relative mass losses in the course of bare and various flame retardant treated *Tzalam* wood (*Lysiloma bahamensis*, Yucatan, Mexico) pyrolysis above 244 °C by TGA-spectra (heating rate - 10 °C per minute): **A** - flame retarded wood by capillary *PhFRIS* impregnation; **B** - flame retarded wood by plasma-aided capillary impregnation with anionic surfactant, 5 vol. %; **C** - flame retarded wood by plasma-aided capillary impregnation with anionic surfactant, 5 vol. %, and spreader, 0.1 vol. %.

- [9] Hakkarainen, T., E. Mikkola, B. Östman, L. Tsantaridis, H. Brumer, P. Piispanen. (2005), *Innovative eco-efficient high fire performance wood products for demanding applications*, State of the art., Inno Fire Wood, March, pp. 2÷47.
- [10] Helwig, M. (2004), *Methods of testing the flammability of treated wood*, Meeting of working group COST Action E37: Sustainability through new technologies for enhanced wood durability, Hamburg, Germany, 08.÷09.11.2004.
- [11] Yang, H., R. Yan, H. Chen, D. Ho Lee, and C. Zheng. (2007), *Characteristics of hemicellulose, cellulose and lignin pyrolysis*, Fuel, 86, pp. 1781÷1788.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors gratefully acknowledge the financial support of the National Science Fund, Ministry of Education and Science of Bulgaria, for the Research Project DO-02-11: EF/2009.

Authors: Dilyana Gospodinova, Ivajlo Ivanov and Peter Dineff with the Department of Electrical Apparatus, Faculty of Electrical Engineering at the Technical University of Sofia, 8, Kliment Ohridski Blvd., Sofia 1756, Bulgaria; E-mail address: dilianang@abv.bg; **Lucien Velea and Alejandro Gutierrez** with the Applied Physics Department of CINVESTAV (*Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional*) – Mérida, Carretera Antigua a Progreso Km. 6, A.P. 73 Cordemex 97310, Mérida, Yucatán, Mexico.

Постъпила на 14.11.2012

Рецензент проф. д-р Маргарита Незнакомова

МОДЕЛИРАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКОТО ПОЛЕ В БОЛТОВИ ШИННИ СЪЕДИНЕНИЯ ОТ АЛУМИНИЕВА СПЛАВ С НАДЛЪЖНИ ПРОЦЕПИ

Райна Ценева

Резюме: Статията разглежда как дизайна на силови болтови шинни съединения от алуминиева сплав 6101-T61, при които има 1 или 3 надлъжни прореза между отворите за болтовете (насрежно, ъглово и T-тип съединения) влияе върху отделената Джаулова топлина с цел да се увеличи значително действителната контактна повърхност в зоната между шините, да се намали контактното съпротивление и да се подобри надеждността на работа на съединението. Вариантите с процепи са сравнени с класическите варианти без процепи на базата на компютърни модели, базирани на метода с крайни елементи.

Ключови думи: алуминиева сплав, болтови шинни съединения, Джаулова топлина, надлъжни процепи

MODELING OF ELECTRICAL FIELD IN ALUMINIUM ALLOY BOLTED BUSBAR CONNECTIONS WITH LONGITUDINAL SLOTS

Raina Tzeneva

Abstract: This paper discusses how the design of high power bolted busbar assemblies made of aluminium alloy 6101-T61 influences the change of Joule heat generated when one or three longitudinal slots are introduced in the area between the bolt holes (straight, angle and T-connections) in an effort to increase significantly the true contact area in the contact interface between the buses, reduce the contact resistance and improve the reliability in the assemblies performance. The slotted variants are compared with the classical no slotted cases by the help of several computer models, based on the finite element method.

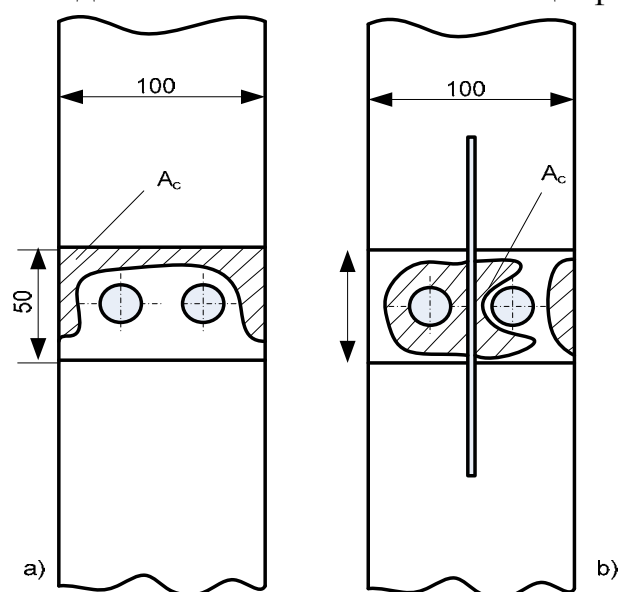
Keywords: aluminium alloy, bolted busbar connections, Joule heat distribution, longitudinal slots

1. Въведение

Ефективното контактено съединение е това, което се характеризира с много малко контактено съпротивление, както в началото на работа, така и в края на експлоатационния му срок. Увеличението на действителната контактна повърхност, която е част от привидната контактна повърхност, определена от размерите на шините в контактното съединение, така и от припокриването им води до намаляване на контактното съпротивление и до увеличаване на надеждността на съединението по време на неговата работа.

2. Теоретични основи

За да увеличат действителната контактна повърхност Бойченко и Дзектцер [1] установяват, че това може да бъде постигнато чрез промяна на дизайна (геометрията) на шинното съединение. За целта те въвеждат надлъжни процепи в зоната между отворите за болтовете и доказват по експериментален път, че това води до увеличаването на действителната контактна повърхност между 1,5 и 1,7 пъти в сравнение със случая, когато няма процепи. Контактното съпротивление за болтово контактено съединение с надлъжни процепи е с 30 – 40 % по-ниско в сравнение с класическия случай без такива процепи и освен това електрическото и механичното му поведение е по-стабилно, когато съединението е подложено на токови циклични изпитания [2], [3]. Ефектът от секционирането предизвиква по-равномерно разпределение на контактното налягане под болтовете, което води до по-голяма действителна контактна площ - фиг.1.



Фиг.1. Ефект от въвеждането на процеп в зоната на припокриване в болтово шинно съединение

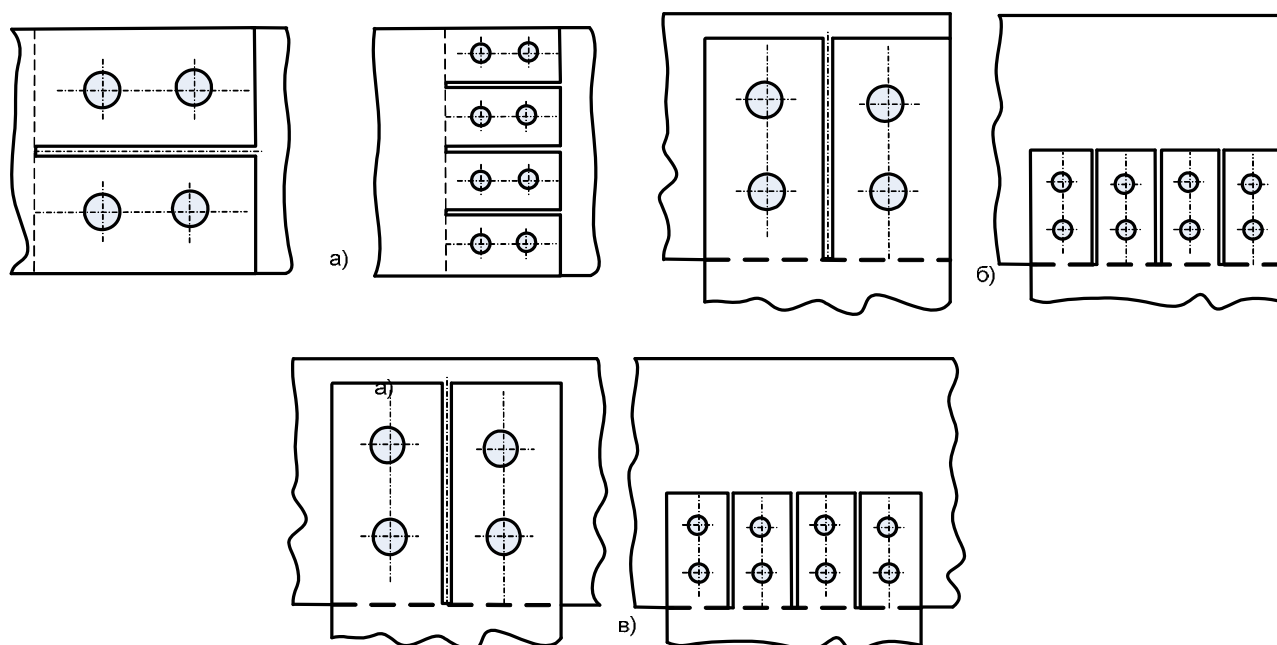
Тази идея е доразвита от Браунович [2], който разработва типични високоволтови силови съединители, които се използват за свързване на многожични проводници в апаратурата на подстанции. Частите на съединителя са от кован или отлят алуминий, а връзката се осъществява със стоманени болтове.

При стария дизайн на съединителите едната част е изработена от блок от отлят алуминий, а при новия дизайн тя е секционирана на 2 или 3 сегмента (въведени са 1 или 2 надлъжни процепа). Многобройни примери от практиката показват, че съединителите от стария дизайн се характеризират с нестабилно контактено съпротивление, което често води до неочаквано прегряване на съединението като цяло. Това се свързва с невъзможността на съединителя да има добро контактено поведение. При новия дизайн секционирането на частите на съединителя води до механична и електрическа стабилност на връзката. Полезният ефект от секционирането се свързва с по-равномерното разпределение на напреженията и до увеличаване на действителната контактна повърхност и на α -петната. Резултатите от измерването на контактното съпротивление ясно потвърждават по-

стабилното механично и електрическо поведение на съединителите, което се дължи на въвеждането на надлъжни процеци в частите му.

Контактното поведение на тези съединители е изследвано в [3] и при новия дизайн на контактното съединение са въведени 1 или 2 надлъжни процеца с ширина 4 mm и дължина 72mm. При съединение с 1 процеп контактното налягане е с 21% по-голямо, а при случая с 2 процепа то е с 11,6% по-голямо в сравнение с класическия случай без процеци. Максималното контактното проникване е с 20,7% по-високо при случая с 1 процеп и с 15,7% за варианта с 2 процепа. Следователно се очаква съответно намаляване на контактното съпротивление в зоната на електрическия интерфейс и по-ефективно и надеждно поведение на съединението.

Въвеждането на надлъжни процеци в силови болтови контактни съединения се предлага в практиката на АВВ [4]. Примерите за тези съединения се илюстрират във фиг.2.

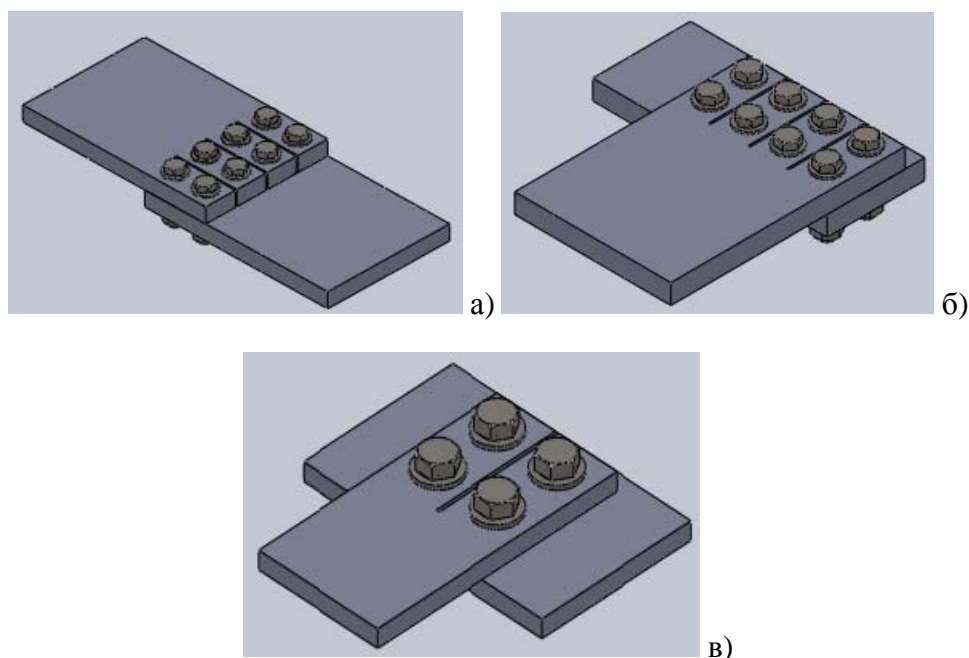


Фиг.2. Надлъжни процеци в: а) насрещни съединения
б) ъглови съединения и в) Т-съединения

Изследваните съединители са от новия дизайн със секционирани шини и отвори за болтовете от 2 до 8 броя. Процеците са с ширина 2 mm и дължина 80mm. Отворите за болтовете са с диаметър 13,2 mm, а диаметърът на болтовете е 12,7mm. Дебелината на шините е 10 и 20mm и те са изработени от мед. Поведението на тези съединители е сравнявано с тези с класически дизайн (без процеци в шините) със същите размери.

Механичните промени, които се асоциират с изменението на контактното налягане и контактното проникване в контактната зона между двете шини са изследвани чрез решаването на статичната механична контактна задача с метода с крайни елементи със софтуерната програма ANSYS Workbench за варианта с медни шини [5]. Ако новият дизайн се характеризира с увеличено контактното

проникване, което означава, че се увеличава броя на α -петната по брой и размер, то това води до увеличение на действителната контактна повърхност и намалено контактено съпротивление. Типичните изследвани болтови шинни съединения са показани на фиг.3.



Фиг.3. Болтови шинни съединения с надлъжни процепа: а) насрещни съединения с 3 процепа, б) ъглови съединения с 3 процепа и в) Т-съединение с 1 процеп

Установено е, че при новия дизайн за насрещни болтови шинни съединения от мед, имащи 1 или 3 надлъжни процепа [6] максималната токова плътност е увеличена с 40% за съединение с 1 процеп и не е увеличена за съединение с 3 процепа.

Аналогични резултати са получени и при ъгловите съединения. Максималната токова плътност за съединение с 1 процеп нараства с 25%, а за съединение с 3 процепа – също с 25%. За варианта когато и двете шини имат процепа за съединение с 2 процепа максималната токова плътност е увеличена със 150% , а за съединение с 6 процепа с 400%

Данните за съединение от Т тип показват, че максималната токова плътност се увеличава с 21% за съединение с 1 процеп, а за съединение с 3 процепа – няма увеличение. За случая когато и двете шини имат процепа увеличението за случая с 2 процепа е с 200%, а за случая с 6 процепа – с 400%.

Очевидно е, че вариантите с 2 просечени шини не се препоръчват, поради много голямото увеличение на максималната токова плътност, независимо, че тя е локализирана в много малки участъци от съединението.

3. Формулиране на проблема

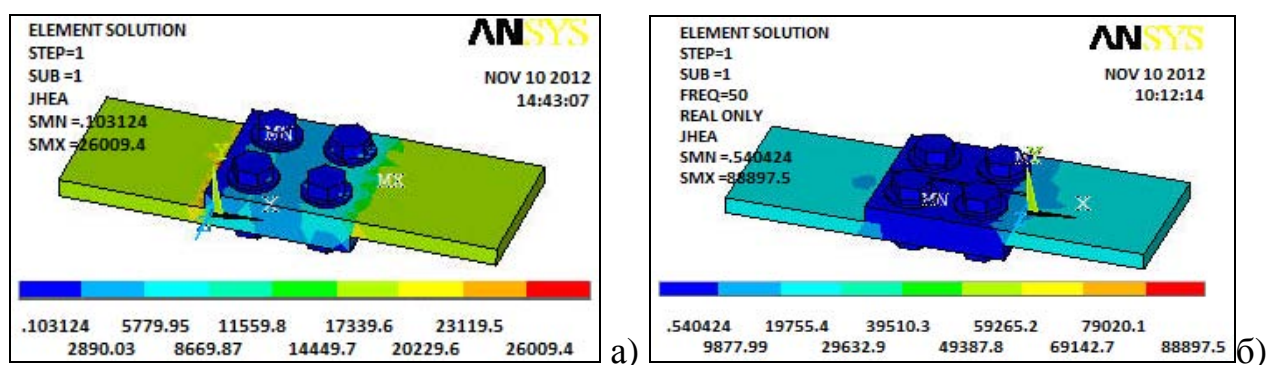
Целта на настоящата работа е да изследва как дизайна на силови болтови контактни съединения с надлъжни процепа (насрещни, ъглови или от Т-тип) от

алуминиеви сплави (в частност сплавта за шини 6101-T61 на фирмата ALCOA) влияе върху промяната на Джауловата топлина, когато са направени един или 3 надлъжни процепа в зоната между отворите за болтовете с цел да се увеличи действителната контактна площ. Вариантите на тези съединения са сравнени с класическите случаи с помощта на компютърни модели, на базата на метода с крайни елементи.

Чистият алуминий има електрическа проводимост за единица обем, която е 62% от тази на медта. За посочената по-горе сплав тази проводимост е 57% от тази на медта. Когато тази проводимост е по отношение на масата, то проводимостта на чистия алуминий е 214% по отношение на медта. Имайки предвид разликите в специфичните тегла на двата материала се получава, че за единица тегло алуминият е 2 пъти по-добър проводник от медта. 66% по-голямо сечение на проводника е необходимо при алуминия за да протече същия ток като при меден проводник. Когато теглото е най-важен критерий при проектирането, то добрият избор е алуминий. Когато има ограничения по отношение на обема трябва да се използва мед [7], [8].

Проведен е токопроводящ анализ, при който се получават данни за напреженията, токовата плътност и загубите от топлина. За анализа на електрическото поле се използва пакета ANSYS, базиран на метода с крайни елементи. За омрежването на моделите е използван елемента SOLID 232 – тетраедър 3D елемент с 10 възела и с една степен на свобода (напрежение) във всеки възел и който е базиран върху формулирането на скаларния потенциал. Той се прилага при анализа на нискочестотни времехармонични квазистатични електрически полета.

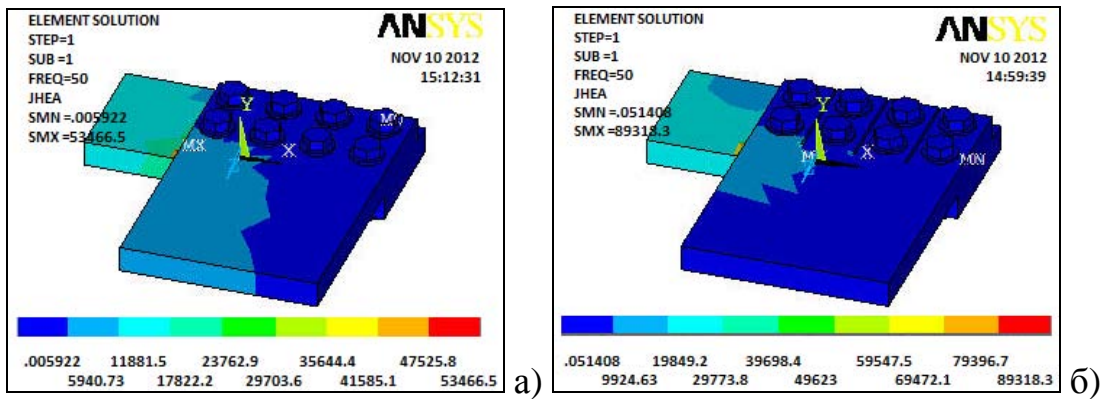
Разпределението на Джауловата топлина в насрещно болтово шинно съединение с един процеп а) и без процепа б) е показано на фиг.4.



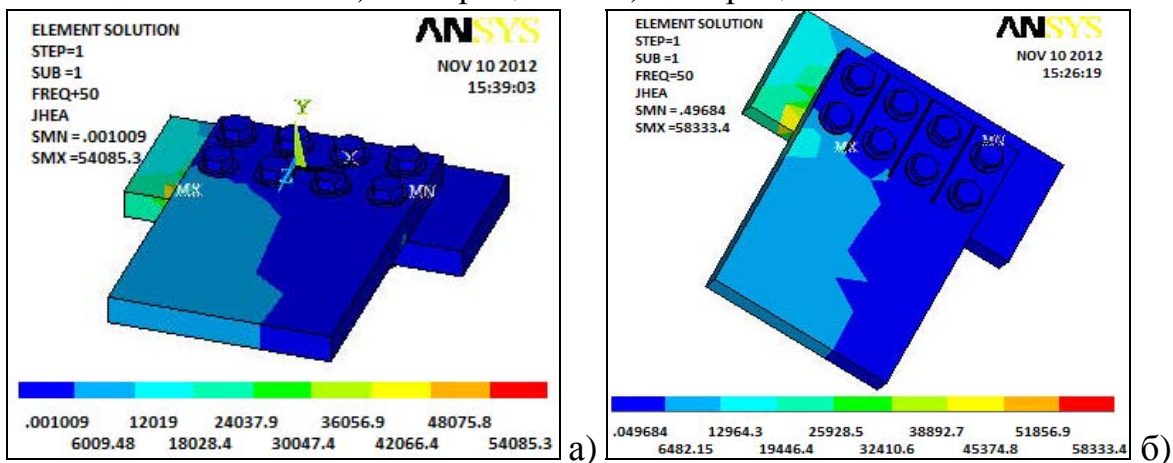
Фиг.4. Разпределение на Джауловата топлина в насрещно съединение
 а) без процеп, б) с 1 процеп

На фиг.5 е илюстрирано разпределението на Джауловата топлина в ъглово болтово съединение а) без процепа и б) с 3 процепа

На фиг.6 е показано същото разпределение в болтово съединение от Т-тип а) без процепа и б) – с 3 процепа.



Фиг.5. Разпределение на Джауловата топлина в ъглово болтово съединение
а) без процепа и б) с 3 процепа



Фиг.6. Разпределение на Джауловата топлина в болтово съединение от Т тип
а) без процепа и б) с 3 процепа

Допълнително са изследвани случаите, при които има процепа и в двете шини, а всичките изследвани случаи са както следва:

- Съединение 1 – насрещно съединение без процепа;
- Съединение 1а – насрещно съединение с 1 процеп в една от шините;
- Съединение 2 – насрещно съединение без процепа;
- Съединение 2а – насрещно съединение с 3 процепа в двете шини;
- Съединение 3 – ъглово съединение без процепа;
- Съединение 3а - ъглово съединение с 1 процеп в една от шините;
- Съединение 3б - ъглово съединение с 2 процепа в 2 от шините;
- Съединение 4 - ъглово съединение без процепа;
- Съединение 4а - ъглово съединение с 3 процепа в една от шините;
- Съединение 4б - ъглово съединение с 6 процепа в 2 от шините;
- Съединение 5 – съединение от Т-тип без процепа;
- Съединение 5а – съединение от Т-тип с 1 процеп в една от шините;
- Съединение 5б – съединение от Т-тип с 2 процепа в двете шини;
- Съединение 6 - съединение от Т-тип без процепа;
- Съединение 6а – съединение от Т-тип с 3 процепа в една от шините;
- Съединение 6б – съединение от Т-тип с 6 процепа в две от шините;

В таблица 1 са дадени стойностите на максималната Джаулова топлина J_{\max} за всичките изследвани случаи и е направена съпоставка между поведението на медните шини и тези от алуминиева сплав.

Таблица 1

Сравнение на максималната Джаулова топлина за съединения от мед и алуминиева сплав с процепи и без процепи

Съединение	Мед		Ал. сплав	
	J_{\max}, J	%	J_{\max}, J	%
Съединение 1	14871	100	26009	100
Съединение 1a	41052	276	88897,5	341,8
Съединение 2	84283	100	146401	100
Съединение 2a	83102	98,6	144434	98,65
Съединение 3	30490	100	52710,2	100
Съединение 3a	50854	167	89028,3	169
Съединение 3b	207632	681	364575	692
Съединение 4	30848	100	53466,5	100
Съединение 4a	51355	166	89318,3	167
Съединение 4b	844057	2736	1470000	2750
Съединение 5	20626	100	35672,8	100
Съединение 5a	31761	154	55697,8	156
Съединение 5b	200912	974	353608	991
Съединение 6	31175	100	54085,3	100
Съединение 6a	33515	107	58333,4	107,8
Съединение 6b	821141	2634	1430000	2643

4. Дискусия и заключения

На базата на резултатите от табл.1 се установява, че максималната Джаулова топлина се увеличава 2,42 пъти за насрещно съединение от алуминиева сплав с процеп в сравнение с това без процеп. Ако се сравнят стойностите на отделената максимална Джаулова топлина при алуминиева сплав и мед се вижда, че при алуминиевата сплав тя е приблизително 2 пъти по-голяма. Това означава, че при един и същи ток за да не се прегряват шините от алуминиева сплав е необходимо да се увеличи тяхното сечение.

При съединенията от ъглов тип и от Т-тип аналогично при използването на алуминиевата сплав максималната Джаулова топлина е около 1,75 пъти по-голяма от тази при медни шини. Във всички случаи при вариантите с процепи тя е по-голяма в сравнение с класическите варианти без процепи (между 8 и 69 процента). И при тези съединения при един и същи ток за да не се получи недопустимо прегряване е нужно да се увеличи сечението на шините от алуминиева сплав.

Много специфични са случаите, когато и двете шини са прорязани. Тогава максималната топлина нараства изключително (27 пъти) и тези случаи не се препоръчва да се използват.

Зоните с максимална Джаулова топлина се концентрирани по някои ръбове, в края на надлъжните прорези и в преходите между двете шини. Тези зони се ха-

рактеризират с много малки размери и заемат под 1 % от обема на съединението. Температурата на шините трябва да се проверява и съгласно някои стандарти (IEEE Standard 27-1974 или ANSI C37.20C.1974) [9], ако се получи недопустимо прегряване трябва да се вземат специални мерки, например намаляване на тока или увеличаване на сечението.

За болтовите шинни съединения от ъглов и Т-тип се наблюдава значително ненатоварване на голяма част от обема на шините (около 60% от обема на съединенията) както при шини от алуминиева сплав, така и при медни шини. Тази неравномерност при натоварването е оценена на базата на използването на продукта Adobe Photoshop.

Трябва да се изтъкне, че всички получени резултати от моделирането на електрическото поле се дължат на изкривяването на токовите линии в резултат на усложнената геометрия на съединенията (привидната контактна повърхност). Тук не е оценена деформацията в зоната на контакта, т.е. действителната контактна повърхност, където процепването на шините води до значително увеличаване на действителната повърхност, до намаляване на контактното съпротивление и до по-надеждната работа на тези съединения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] V. I. Boychenko, N. N. Dzektsler, *Busbar Connections*, Energia, 1978 (in Russian).
- [2] M. Braunovic, *Effect of Connection Design on the Contact Resistance of High Power Overlapping Bolted Joints*, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 25, Issue 4, pp. 642-650, Dec. 2002.
- [3] R. Tzeneva, *Investigation of High Power Bolted Busbar Connectors with Longitudinal Slots*, Przegląd elektrotechniczny, Poland, 2012, pp. 223-226
- [4] Asea Brown Boveri Switchgear Manual, ABB Calor Emag Schaltanlagen AG, Mannheim, Germany, 1996
- [5] R. Tzeneva, Y. Slavtchev, N. Mastorakis, V. Mladenov, *Bolted Busbar Connections with Longitudinal Slots*, Proceedings of the 14th WSEAS International Conference on CIRCUITS (Part of the 14th WSEAS CSCC Multiconference), Corfu Island, Greece, July 22-24, 2010, pp. 44-48
- [6] R. Tzeneva, Y. Slavtchev, *Electric Field Distribution in Bolted Busbar Assemblies with Longitudinal Slots*, Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on Instrumentation, Measurement, Circuits and Systems (IMCAS'11), Venice, Italy, March 8-10, 2011, pp. 60-64
- [7] Prior, L., R. Schlobohm, and B. Brownell. *A Comparison of Aluminum vs. Copper as Used in Electrical Equipment*. GE Industrial Solutions, USA, www.geindustrial.com
- [8] Yanniello, B. *Aluminum — the Other Conductor*. Electrical Assemblies Division Eaton Electrical Inc. USA, www.eatonelectrical.com
- [9] Facilities Instructions, Standards and Techniques, Electrical Connections for Power Circuits, Facilities Engineering Branch Denver Office, Denver, Colorado, August 2000

Автор: Райна Ценева - доцент д-р инж. в катедра “Електрически апарати” (ЕА), Технически университет - София; E-mail address: tzeneva@tu-sofia.bg

Постъпила на 14.11.2012

Рецензент проф. д-р Петър Динев

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИНДУКТОРИ ЗА НАМАГНИТВАНЕ НА МАГНИТНИ СИСТЕМИ С РЕДКОЗЕМНИ МАГНИТИ

Костадин Миланов, Райна Ценева

Резюме: *Постоянните магнити намират все по-широко приложение в изделията на електротехниката и електрониката. Новите свръхкоерцитивни магнити на основата на редкоземните материали (Fe-Nd-B) изискват използване на намагнитващи устройства с високи стойности на магнитните полета. Високите стойности в реалната практика могат да бъдат достигнати чрез прилагане на импулсни методи при ниски нива на потребление на енергия. Големите скорости на изменение на импулсните намагнитващи полета обуславят появата на вихрови токове. Последствията от тях се свързват с екраниращото им действие и недостатъчното намагнитване на вътрешните области на постоянните магнити и необходимостта от увеличаване на външното поле за намагнитване. Индукторите, които възбуждат посочените високи стойности на магнитното поле за намагнитване имат доминираща и съществена роля за работа на цялото устройство за намагнитване. По тази причина тяхното подробно изследване е обект на настоящата работа.*

Ключови думи: *системи за намагнитване, намагнитване на редкоземни постоянни магнити, метод с крайни елементи, импулсни намагнитващи полета.*

INVESTIGATION OF INDUCTORS FOR MAGNETIZATION OF MAGNETIC SYSTEMS WITH RARE EARTH MAGNETS

Kostadin Milanov, Raina Tzeneva

Abstract: *Permanent magnets are widely used in the electrical and electronic equipment. The new overcoercitive magnets, based on the rare-earth materials (Fe-Nd-B) require using of powerful magnetic systems. In the real practice the high values of the magnetic flux density can be reached by the application of pulse practices at low levels of the energy consumption. High velocity of changing of the pulse magnetization fields determines the appearance of eddy currents. The results of these currents are related to the shielding action and insufficient magnetization of the internal zones of the permanent magnets and the necessity of increasing of the external magnetization field. The inductors that excite the shown high values of the magnetic field for magnetization have dominant and essential role for the work of the whole magnetization device. For this reason their investigation in details is an object of this paper.*

Keywords: *magnetization systems, magnetization of rare-earth permanent magnets, finite elements analysis, pulse magnetization fields.*

1. Въведение

Изследваните в настоящата публикация индуктори са предназначени за намагнитване на системи за високоговорители, разработени и произвеждани от фирма *Би Ем Ес Продъкшън ООД - София*. Индукторите са от соленоиден тип с цилиндричен работен отвор с диаметър $d = 160 \text{ mm}$. Проектирани са за импулсно намагнитване на системи с висококоерцитивни постоянни магнити и работят съвместно с магнетизатор с марка *BELA – IM 60*, разработен и внедрен от екипа на проф. д-н Минчо Минчев и инж. Костадин Миланов при НИС на ТУ - София. Системите за високоговорители имат големи масивни части, което предполага, че при намагнитване ще се развиват вихрови токове с големи стойности, които възпрепятстват процесите на намагнитване. За намаляване на влиянието на вихровите токове при проектиране на импулсни магнетизатори и на индуктори за работа с тях, са предприети две стъпки: *първа* – работното напрежение на кондензаторната батерия, е избрано в долната част на обхвата на работните напрежения при импулсни магнетизатори; *второ* – схемата на тиристорните ключове формира комбинирана форма на намагнитващия ток през индуктора. Формата на намагнитващия ток през индуктора се състои от четвърт синусоида и експоненциално спадащ импулс [1]. В резултат от първата стъпка се постига пониска резонансна честота на контура „кондензаторна батерия - индуктор”. Индукторът е с относително висока стойност на индуктивността си, а кондензаторната батерия е с относително по-висока стойност на номиналния си капацитет.

Чрез използване на комбинирана форма на намагнитващия ток през индуктора се постига силно отслабване на влиянието на вихровите токове [1]. В замяна на отслабване на вихровите токове, цялата енергия, която се запасява в кондензаторната батерия при осъществяване на процеса на намагнитване се разсейва като топлинна енергия в индуктора. Температурният режим на индуктора се определя от запасената в кондензаторната батерия енергия преди процесът на намагнитване (тя е пропорционална на квадрата на напрежението) и зависи от честотата на провеждане на процесите на намагнитване.

За постигане на зададената честота на работа, индукторът трябва да бъде изпълнен с канали между отделните слоеве и с принудително въздушно охлаждане. Индукторът работи с много висока специфична мощност. Разработеният магнетизатор работи при номинална запасена енергия в него от $60\,000 \text{ Ws}$, а времето за достигане на максималната стойност на тока в индуктора е 14 ms . Мощността, с която се обменя енергията между кондензаторната батерия и индуктора е равна на:

$$P_s = \frac{60\,000}{14 \cdot 10^{-2}} = 4.285 \cdot 10^6 \text{ W}$$

Тя е с твърде висока стойност и е съпроводена с протичането на токове с голяма стойност и възникване на големи електродинамични сили

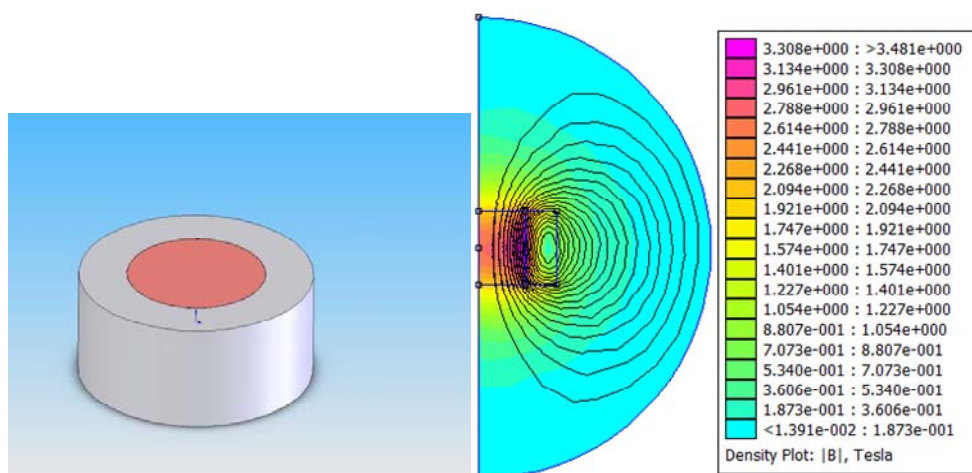
Изследвани са няколко типа индуктори от соленоиден тип и бобини на Хелмхолц [2] със следните технически характеристики: *а)* – работен обем - цилиндър с диаметър $d = 160 \text{ mm}$ и височина $h = 130 \text{ mm}$; *б)* – максимална индукция в работния обем, *в)* – максимални стойности на номиналното напрежение на зареж-

дане на кондензаторната батерия $U_c = 1\ 400\ V$. Магнитната индукция, определена по средата на височината на индуктора и по периферията на работното пространство е $7\ T$. Тази, определено по средата на височината на индуктора и в центъра на работното пространство е $5,5\ T$; **в)** – амплитудата на намагнитващия ток - до $10\ 000\ A$.

В настоящата работа са разработени модели на различни конфигурации на индуктори от магнетизиращи системи, като е решена магнитната задача с програмния продукт FEMM [3] и е зададена плътност на тока – $250\ MA/m^2$. Намотките са изработени от мед.

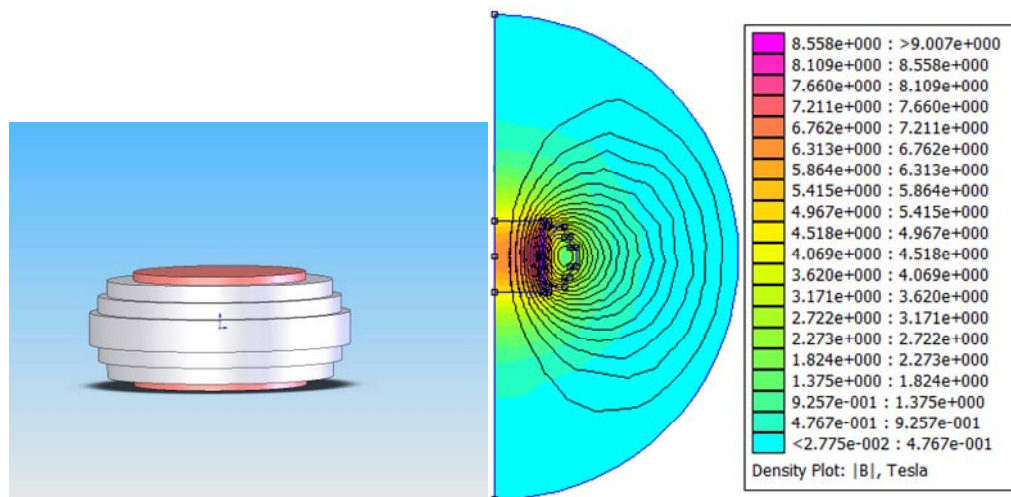
2. Изложение

Първоначално е моделиран цилиндричен индуктор - фиг.1.



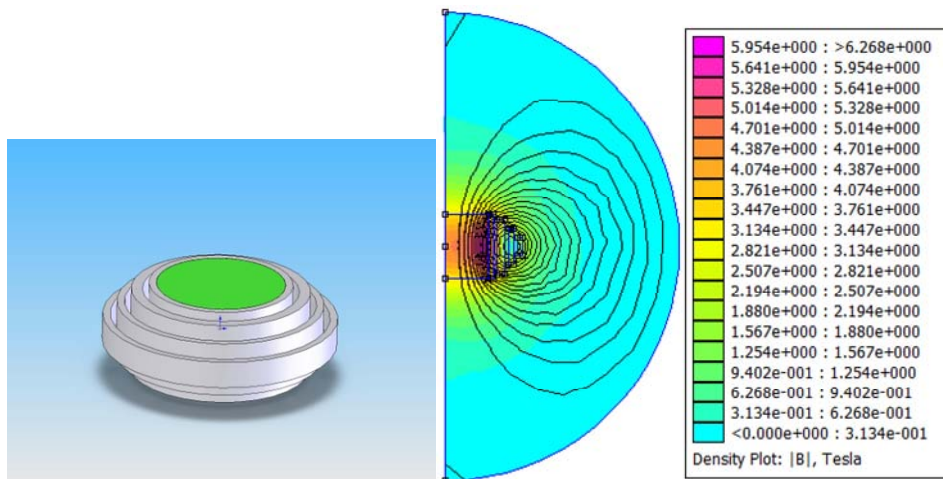
Фиг.1. Магнитна индукция в цилиндричен индуктор

Цилиндричните индуктори от трапецовиден вид без канали са показани на фиг.2.

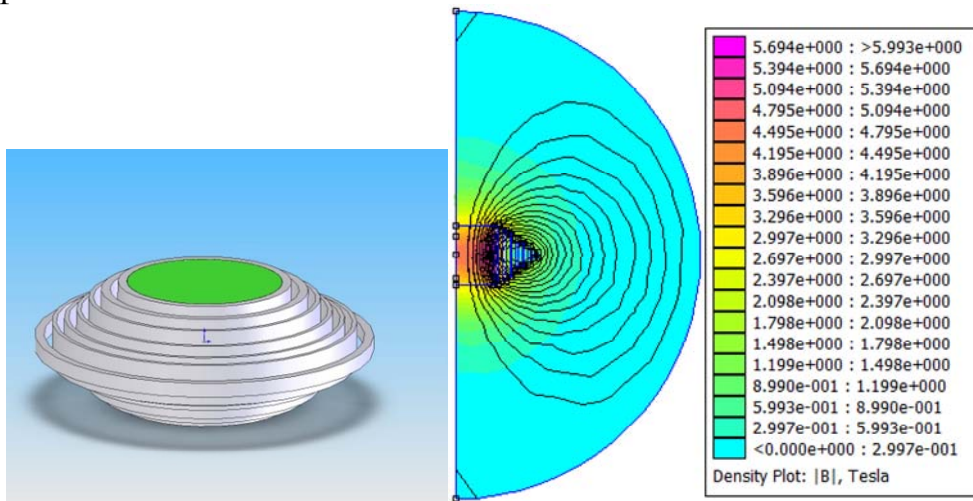


Фиг.2. Магнитна индукция в трапецовиден индуктор без канали

Изследванията на магнитното поле за всички гореспоменати индуктори по метода на крайните елементи налагат изводите, че за да се удовлетворят всички изисквания на заданието, трябва да се избере индуктор от трапецовиден тип с канали, фиг.3, възбуждащ силно магнитно поле необходимо за намагнитването на магнитните системи с редкоземни магнити с голяма честота на намагнитване.



Фиг.3. Магнитна индукция в трапецовиден индуктор с канали за охлаждане
Трапецовидният тип индуктор с 10 слоя намотки и с канали за охлаждане е показан на фиг.4.

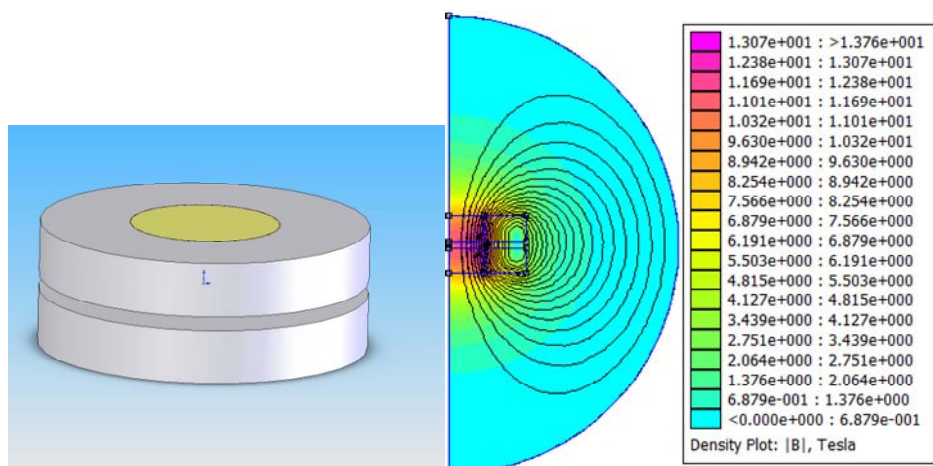


Фиг.4. Магнитна индукция в трапецовиден индуктор с 10 слоя намотки и с канали за охлаждане

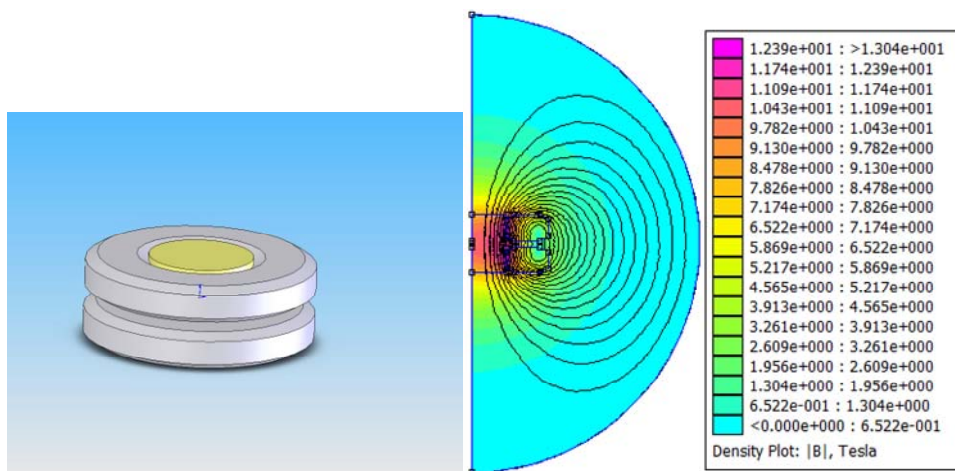
При проведеното изследване с помощта на моделирането на индуктори за намагнитване на магнитни системи с редкоземни магнити, магнитната индукция B , фиг.8, и магнитната енергия W_m , фиг.9, са с максимални стойности в сечението, определено от средата на височината на индуктора и центъра на работното пространство при многонавивковите Хелмхолцови бобини, фиг.5, фиг.6 и фиг.7. Сравнението между получените в резултат на моделирането магнитни индукции за различните видове индуктори е графично онагледено на фиг.8. Разпределението на индукцията е по хоризонтален контур в средата на работното пространство. Разпределението на магнитната енергия на системите за намагнитване на всички индуктори е показано на фиг.9.

3. Заключение

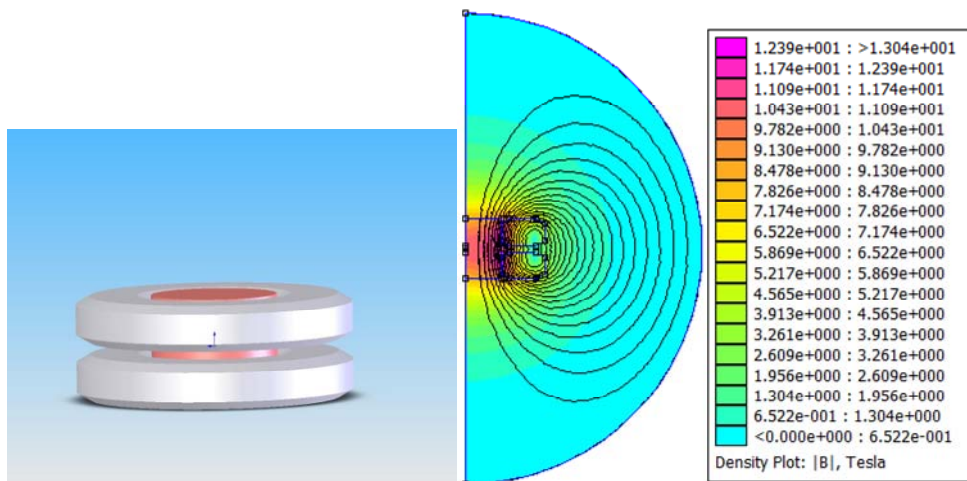
Стойностите на магнитната индукция и магнитната енергия при цилиндричен индуктор, фиг.1, не са достатъчни и не удовлетворяват изискванията на заданието. Цилиндричните индуктори от трапецовиден вид без канали възбуждат в работния си обем магнитна индукция B и магнитна енергия W_m достатъчно големи по стойност, съответстващи на заданието за преодоляване на вихровите токове и за намагнитване на магнитните системи.



Фиг.5. Магнитна индукция в индуктор с Хелмхолцови бобини без скосяване



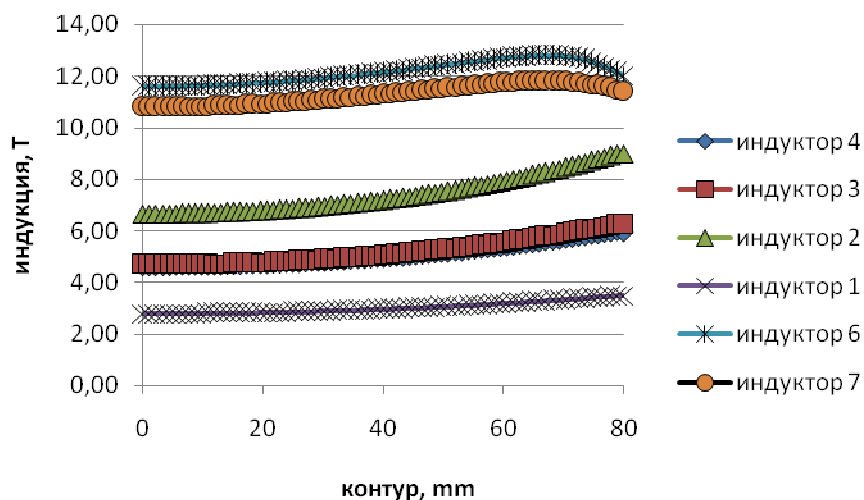
Фиг.6. Магнитна индукция в индуктор с Хелмхолцови бобини с външно скосяване



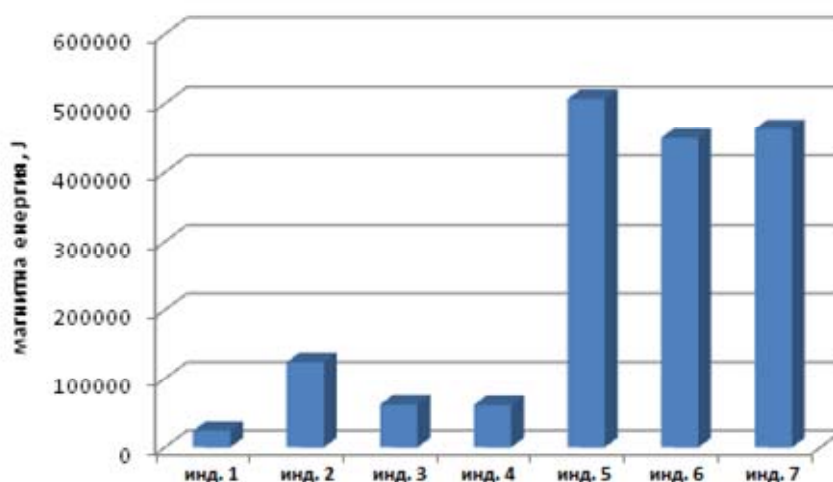
Фиг.7. Магнитна индукция в индуктор с Хелмхолцови бобини с външно и вътрешно скосяване

Следствие на голямата отделена енергия, индукторите се загряват значително, като се намалява честотата на намагнитване на магнитните системи. Трапецовидният тип индуктор с 10 слоя намотки се характеризира с твърде голямо разсейване в крайните слоеве и укрепването на намотките е сложно, което го прави приложим само при ниски честоти на намагнитване.

Магнитните системи с индуктори с Хелмхолцови бобини имат най-голяма индукция (над $10T$) и най-голяма магнитна енергия, но приложимостта им е ограничена поради възникването на големи електродинамични сили.



Фиг.8. Разпределение на магнитната индукция B по хоризонтален контур в средата на работното пространство.



Фиг.9. Разпределение на магнитната енергия W_m на системата за намагнитване за всички изследвани индуктори

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Steingroever, E., G. (1997), Ross, *Magnet – physik*. Köln.
- [2] Матраков. Б., Д. Русев, Ж. Костов. (1985), *Техника на магнитните измервания*. Техника, София.
- [3] Брандиски, К., И. Ячева. (2002), *CAD системи в електромагнетизма*. Сиела, София.

Автори: инж. Костадин Миланов - асистент в катедра „Електрически апарати” (ЕА), E-mail address: k.milanow@abv.bg; Райна Ценева - доцент д-р инж. в катедра “Електрически апарати” (ЕА), Технически университет - София; E-mail address: tzeneva@tu-sofia.bg

Постъпила на 14.11.2012

Рецензент проф. д.т.н. Минчо Савов Минчев

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА ВИХРОВИТЕ ТОКОВЕ ПРИ ИМПУЛСНО НАМАГНИТВАНЕ НА СИСТЕМИ С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ

Костадин Миланов, Минчо Минчев, Михаела Славкова

Резюме: *Приложението на постоянните магнити на базата на рядкоземни елементи се разширява непрекъснато. Особено широко приложение те намират както в съвременните електрически машини и апарати, а така също и в различни поляризирани магнитни системи, акустични преобразователи и др.*

Самостоятелното намагнитване на постоянните магнити в импулсни режими не създава особено сериозни проблеми. Проблемите в този случай са при монтажа на предварително намагнитените детайли, които в много от случаите е силно затруднен. Изходът от това положение е намагнитването да се извърши след монтиране и поставяне на детайлите по местата им. В този случай обаче, влияние започват да оказват масивните метални части (арматури), които са изпълнени предимно от ферромагнитни материали и са част от конструкцията на системите с постоянни магнити, заради влиянието на вихровите токове.

Ключови думи: *вихрови токове, импулсно намагнитване, масивни системи с постоянни магнити*

INVESTIGATION OF EDDY CURRENT INFLUENCE AT PULSE MAGNETIZATION IN SYSTEMS WITH PERMANENT MAGNETS

Kostadin Milanov, Mincho Minchev, Mihaela Slavkova

Abstract: *The application of permanent magnets based on rare-earth elements increases continuously. They are widely used in the modern electrical machines and apparatus and also in different polarized magnetic systems, acoustic transducers a.o. The independent magnetization of permanent magnets in pulse regimes does not create serious problems. There are problems in this case with the fixture of these magnetized in advance details. To find a way out of the situation, it is necessary to magnetize the details after the fixture on their places. However in this case there is an influence of the massive metal parts (fittings), very often from ferromagnetic material, that are a part of the construction.*

Keywords: *eddy currents, pulse magnetization, massive systems with permanent magnets*

1. Въведение

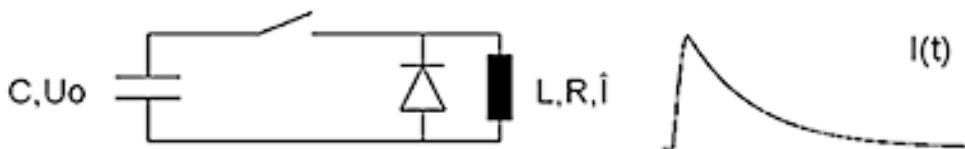
Вихровите токове, които се възбуждат при импулсното намагнитване, съществено влияят на процеса на намагнитване и могат да променят изходните условия за проектиране на съответните устройства.

В литературата липсват публикации за комплексно изследване на влиянието на вихровите токове при намагнитване на масивни устройства с постоянни магнети [1, 2, 3]. Цел на настоящите изследвания е да се анализира и оцени влиянието на вихровите токове при различни схеми на магнетизаторите. Това е необходимо, за да се подпомогне процесът на проектиране. За импулсно намагнитване най-често се ползва токов импулс със синусоидална форма и продължителност един полупериод, показан на фиг.1.



Фиг.1. Електрическа схема за реализиране на токов импулс със синусоидална форма и продължителност един полупериод.

Тази форма на токовия импулс се прилага при намагнитване на самостоятелно използвани постоянни магнети. Комбинирана форма на токовия импулс според фиг.2 се препоръчва при системи с постоянни магнети, за намаляване на влиянието на вихровите токове, [1, 2].



Фиг.2. Електрическа схема за реализиране на токов импулс с комбинирана форма.

Изменението на изходящия ток при намагнитване се описва с два участъка: първи участък, в който токът нараства по синусоидален закон и втори участък, в който токът спада по експоненциален закон, фиг.2.

В работата е проведено изследване относно влиянието и по-точно, механизма на влияние на вихровите токове в масивни системи с постоянни магнети, които имат цилиндрична форма и са симетрични във физическо и магнитно отношение по оста на цилиндъра. За намагнитване тези системи се поставят в индуктор също с цилиндрична форма (соленоид).

Комплектът от индуктор и системата, която трябва да се намагнитва се разглеждат като трансформатор, чиято вторична намотка е свързана на късо. Вто-

ричната намотка е самата магнитна система с постоянен магнит. Вторичният ток по същество се определя от приведените вихрови токове в системата за намагнитване.

Процесът на намагнитване при приложение на постоянни магнити от редки земи се осъществява при напрегнатости на магнитното поле по-висока от $(3,5 \div 4,0) 10^6 \text{ A/m}$. При тези високи стойности на магнитното поле, феромагнитните части на системите за намагнитване са „наситени” и тяхната магнитна проницаемост е близка до стойността за вакуум [4]. При отчитане на това обстоятелство, в работата е прието описаната постановка да се разглежда като въздушен трансформатор.

2. Експериментални изследвания

Изследването е проведено въз основа на :

- теоретичен анализ на поведението на идеализирания по постановката въздушен трансформатор, натоварен с масивен детайл и който представлява намотка свързана на късо. Именно в тази намотка се развиват вихровите токове в системата;
- симулация на процесите в разглежданата система от въздушен трансформатор и масивна вторична намотка чрез програмния продукт PSpice;
- експериментално изследване върху реален образец на промишлено прилаган индуктор и масивна система с постоянен магнит за намагнитване.

И от трите метода резултатите са съпоставени и взаимно се потвърждават и допълват в подкрепа на изказания механизъм на влияние на вихровите токове върху процеса на намагнитване в разглежданото приложение.

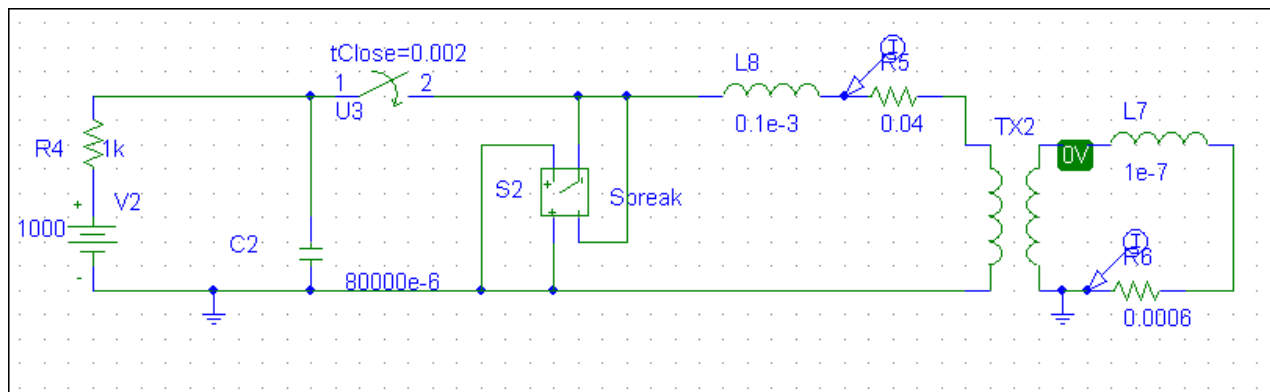
Теоретичният (логичен) анализ се основава на разсъждението, че през първия участък на токовия импулс (синусоидално нарастване), индуктираното напрежение в масивната система за намагнитване ще възбуди ток (вихров ток), който ще се противопоставя на причината – ще възбуди вихрово поле на тока, което съгласно принципа на Ленц ще се противопоставя на нарастването на тока и ще пречи на процеса на намагнитване. При достигане на максимума на токовия импулс и по време на втория участък – на експоненциално спадане, знакът на индуктираното напрежение ще се смени, ще се смени и действието и влиянието на вихровия ток – той ще започне да подпомага процесът на намагнитване.

Симулацията е проведена с програмния продукт PSpice, според електрическата схема дадена на фиг.3.

Стойностите на елементите са определени в съответствие с реален магнетизатор, с който са проведени и експерименталните изследвания.

Кондензаторната батерия C2 е със стойност $80\,000\mu\text{F}$, която се зарежда с напрежение до 1200V . Първичната намотка на трансформатора е с данни от използвания индуктор - индуктивност 1mH , брой на навивките – 100бр. , коефициент на

връзката с вторичната (к.с. 1 навивка от самата цилиндрична конструкция на системата за намагнитване) – 0,95 и параметри на самата вторична намотка - определени от геометричните ѝ размери и специфично съпротивление за стомана вариращо в граници $(0,25-0,5) \frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$.



Фиг.3. Електрическа схема за моделиране работата на магнетизатор за намагнитване на редкоземни магнитни системи, разработена чрез програмния продукт PSpise.

На фиг.4 е показан резултат от симулация, който включва три графика:

- токът през индуктора, означен като I_{rab} . Има типичния, описан вече вид с два участъка – синусоидално нарастване и експоненциално спадане;
- вихровия ток през масивните части, означен като I_{vihrov} . Той нараства в отрицателна посока при синусоидалното нарастване на тока през индуктора, преминава през нула и добива положителни стойности в участъка на спадане на работния ток;
- приведеня пълен ток, който представлява сумата на двата тока, приведени към броя на навивките на индуктора, означен като $I_{rab} + I_{vihrov} \text{ приведен}$.

Абсолютната стойност на вихровия ток е съизмерима с абсолютната стойност на тока през индуктора, при посочените стойности на параметрите на схемата. При привеждане на неговото влияние, поради съотношение на броя на навивките 100:1 то се редуцира до ниски стойности.

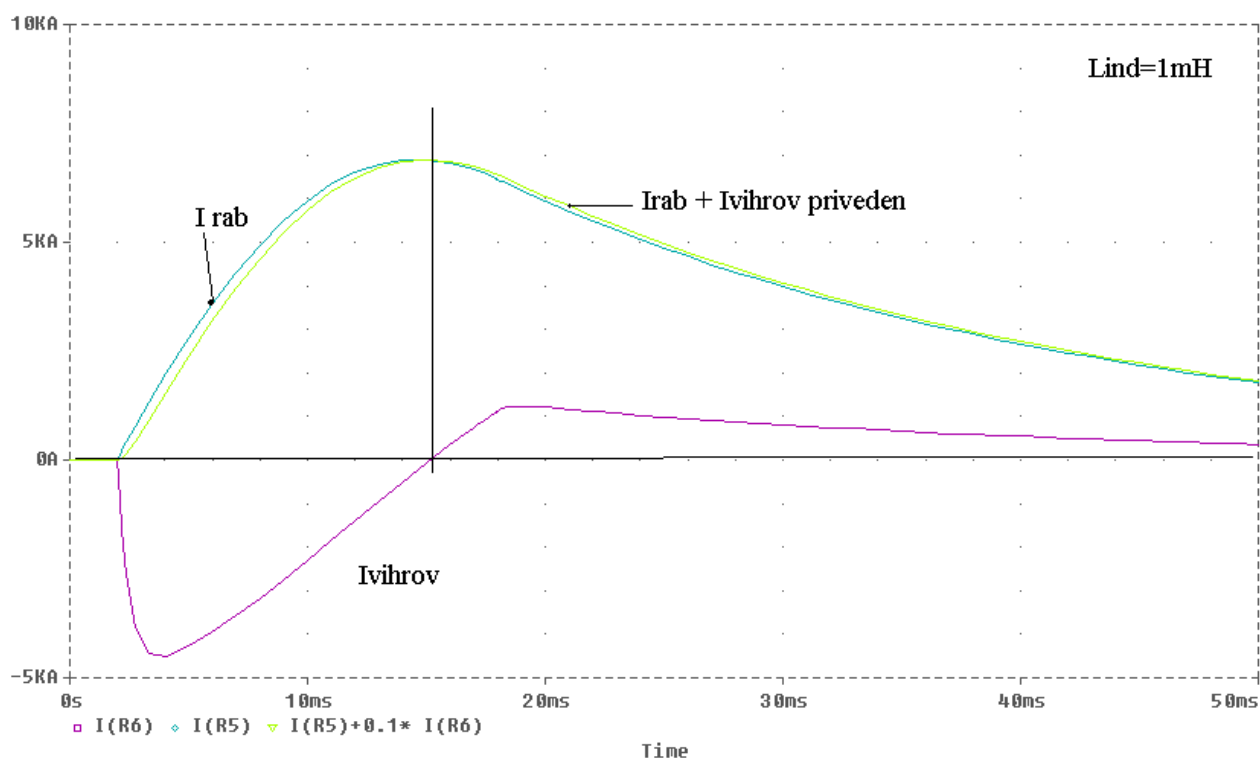
Както се очакваше по изтъкнатите общи физически съображения, при нарастване на тока през индуктора вихровите токове ще „притиводействат”, съгласно принципа на Ленц. След това, те ще подпомагат процесът на намагнитване. Важен е моментът, когато вихровият ток преминава през „0”. Този момент настъпва малко след максималната стойност на тока през индуктора. Тази разлика се определя от общите загуби в контура на разреждане и преди всичко от активното съпротивление на индуктора. При симулацията, той се отчита точно, но е пренебрегнат при теоретичните описания.

Експерименталното изследване е проведено при следните условия:

Обектът е магнитна система за високоговорители, с диаметър $d = 133 \text{ mm}$ и височина $h = 67 \text{ mm}$ в индуктор с вътрешен диаметър $d = 145 \text{ mm}$ и височина $h = 130 \text{ mm}$, във фирма Би Ем Ес Продъкшън.

Поставена е измервателна намотка в основата на системата в средата на индуктора. Напрежението на тази намотка е интегрирано. Интегрираният сигнал е пропорционален на общия магнитен поток в съответното сечение, в съответен мащаб е пропорционален и на магнитната индукция.

За да се оцени влиянието на вихровите токове измерването е осъществено без и с поставена магнитна система.

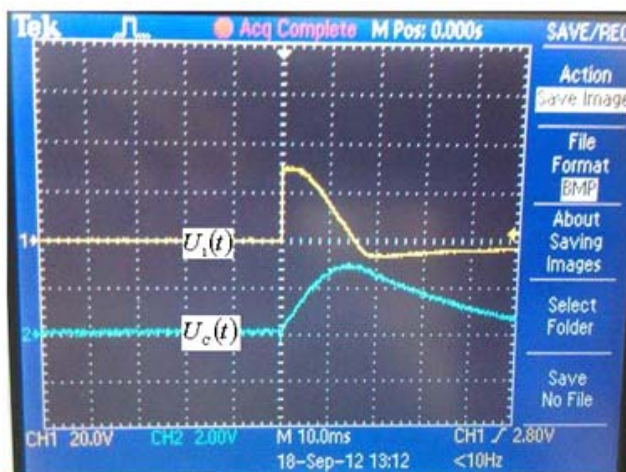


Фиг.4. Криви на електрическия ток протичащ през индуктора, вихровия ток през масивните части и приведения пълен ток.

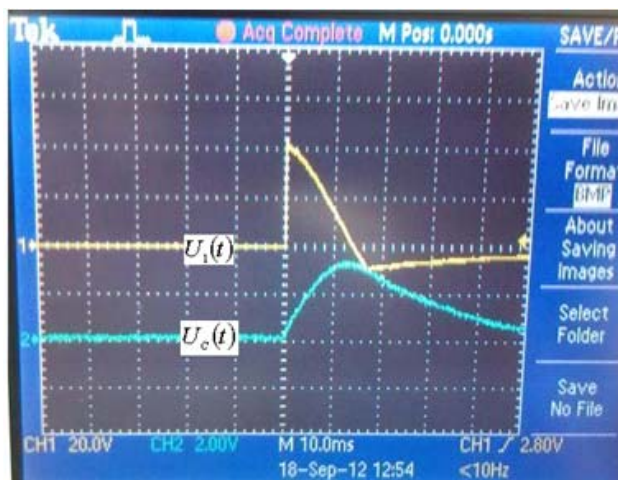
Интегрирането е осъществено с пасивно интегриращо RC звено, понеже нивото на сигнала от измервателната намотка е достатъчно високо. Напрежението е записано с цифров осцилоскоп.

Общият ход на напрежението от сигналната намотка $U_1(t)$ и интегралната му стойност $U_c(t)$ е показано на фиг.5. Средната стойност на магнитната индукция за площта на сигналната намотка S при условията на опита е определяна по зависимостта:

$$B(t) = \frac{U_c(t) \cdot R \cdot C}{w \cdot S}$$



а)



б)

Фиг.5. Форма на напрежението получено от сигналната намотка $U_1(t)$ и интегралната му стойност $U_c(t)$ при наличие (а) и при отсъствие на магнитна система (б).

От увеличени осцилограми за двата случая – без и със система за намагнитване при стойности на времената 5, 10, 20 ms, както и в момент съответстващ на максималната стойност на индукцията са отчетени съответните стойности на средната стойност на индукцията и са дадени в табл. 1 и са показани графично на фиг.6.

Табл. 1.

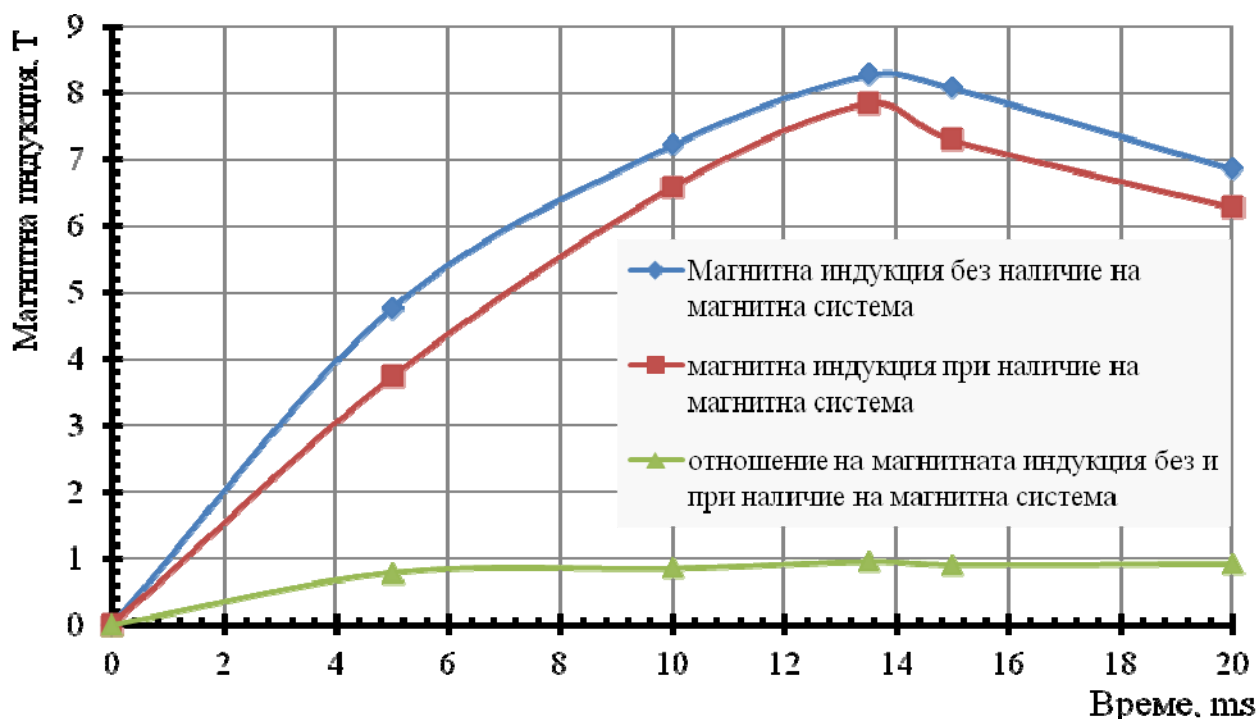
Време, ms	Магнитна индукция без наличие на магнитна система, Т	Магнитна индукция при наличие на магнитна система, Т	Отношение на магнитната индукция без и при магнитна система, Т
5	4,77	3,74	0,784
10	7,72	6,59	0,847
15	8,08	7,30	0,903
20	6,86	6,28	0,915
Max.	8,28	7,85	0,949

3. Изводи

Предложеното въз основа на теоретичен анализ описание на хода на развитие на вихровите токове в системи за намагнитване е потвърдено чрез компютърна симулация и чрез физически експеримент върху реална намагнитваща уредба.

Посочени са два етапа в действието на вихровите токове върху процесите на намагнитване – първи, при нарастване на тока, когато те силно противодействат и втори съществен, при който се извършва процесът на намагнитване, при който вихровите токове сменят посоката си и тяхното действие подпомага процесите на намагнитване.

При комплексната форма на намагнитващият токов импулс, влиянието на вихровите токове върху процеса на намагнитване силно е подтиснато, но това решение товари топлинно повече самият индуктор.



Фиг.6. Зависимости на магнитната индукция от времето за намагнитване за следните случаи: наличие на магнитна система, отсъствие на магнитна система и отношение на магнитната индукция без и при наличие на магнитна система.

Цялата запасена енергия в кондензаторната батерия, необходима за прокарване на мощния токов импулс на практика се разсейва в индуктора. Поради това особено внимание трябва да се обърне при проектиране на мерките за охлаждане на индуктора.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Joseph J., Stupak Jr. (2000), *Methods of Magnetizing Permanent Magnets*, EMCW Coil Winding Show, 01.10.2000, Cincinnati, Ohio
- [2] Интернет сайт: *M-Pulse Magnetisertechnologie*, [www. m-pulse.eu](http://www.m-pulse.eu).
- [3] Steingroever, E., G. Ross, *Magnet – physik*. Köln, 1997.
- [4] Меерович, Л.А., ред., *Магнитные генераторы импульсов*, Сов. радио, М. 1968.

Автори: инж. Костадин Миланов - асистент в катедра „Електрически апарати” (ЕА), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: k.milanow@tu-sofia.bg; д-р инж. Минчо Минчев - професор към катедра “Електрически апарати” (ЕА), E-mail address: mintchev@tu-sofia.bg; инж. Михаела Славкова - гл. асистент в катедра „Електрически апарати” (ЕА), E-mail address: michaela_ds@yahoo.com

Постъпила на 14.11.2012

Рецензент доц. д-р Диляна Н. Господинова

ОПТИМИЗАЦИЯ НА КОНСТРУКЦИЯТА НА СИСТЕМА ЗА МАГНИТНО-РЕЗОНАНСНА ОБРАЗНА ДИАГНОСТИКА

Валентин Матеев, Анелия Терзова, Илиана Маринова

Резюме: В тази работа е представен подход за многопараметрична стохастична оптимизация, използващ метода на генетичните алгоритми. Използван е 3D модел на магнитното поле с метода с крайни елементи за намиране на оптимална конструкция при зададено разпределение на полето. Моделът използва софтуерният пакет ANSYS 12.1. Оптимизацията е осъществена посредством метода на генетичните алгоритми. Оптимизирана е система за магнитно-резонансна образна диагностика с цел постигане на силно, хомогенно поле в работната зона на системата. Оптимизационни параметри са свързани с конструкцията на градиентните намотки на системата. Представени са резултати от оптимизацията с две различни целеви функции. Моделът и резултатите от оптимизационния процес са сравнени с такива от пряко измерване на магнитното поле на градиентните намотки в работната зона на системата.

Ключови думи: стохастична оптимизация, генетични алгоритми, 3D моделиране, Метод на крайните елементи, ЯМР.

OPTIMIZATION OF MAGNETIC RESONANCE IMAGING SYSTEM CONSTRUCTION

Valentin Mateev, Aneliya Terzova, Iliana Marinova

Abstract: In this work an approach for multiobjective optimization by genetic algorithm method is proposed. 3D finite element method magnetic field model is implemented and applied for optimal shape determination for a given field distribution. Field model employs the ANSYS 12.1 software package. Optimization is made by genetic algorithm method. Magnetic Resonance Imaging (MRI) system is optimized for achieving strong and homogenous field distribution in the system working zone. Optimization parameters are corresponding to MRI gradient coils construction. Results from two different objective functions for achieved optimal constructions are presented. Numerical model and optimization process results are verified by direct measurements of the field distribution in the system working zone.

Key words: stochastic optimization, genetic algorithm, 3D modeling, Finite Element Method, MRI.

1. Introduction

Since the early development of the MRI technology, numerical modeling has been a useful tool for field analysis in an effort to provide minimization of negative effects on MR images, energy consumption, time duration of investigation or even patient harm. These objectives are closely influenced by MRI system construction and numerical field models can be performed using modern optimization methods to obtain better magnetic field distribution. From the mathematical point of view, optimization is a process of finding global maximum (or minimum) of some objective function. There are several approaches to this problem. One class of optimization techniques uses well-known conjugate-gradient (CG) methods for solving systems of linear equations, and Quasi-Newton (QN) methods for the non-linear case. Another class is so-called Simplex method, using the concept of a simplex in choosing in which direction to lead the search. Both these techniques are considered local in that the solution they find is highly dependent on the initial point of search. They can never guarantee that the solution is really the best, but due to their usual tight connection with the problem, they tend to converge to the solution relatively quickly. Another problem with local techniques is that all of them impose some constraints on the objective function in terms of continuity and differentiability, which are sometimes impossible to achieve. Very different class from these is stochastic optimization. Techniques that fall into this category are considered global and they usually work with population of candidate solutions, not just with one solution, using probabilistic transitions between points in search space. Since they usually do not use any knowledge about the problem, their convergence is slower than that of local techniques. But the fact that they can work with any kind of optimization function, being it noncontinuous, non-differentiable, or with any kind of constraints, gives global techniques a great potential for use in various fields where finding the best solution is more important than the convergence time. Different stochastic methods are developed: genetic algorithms, evolution strategies, Monte Carlo, simulated annealing, particle swarm, etc. Genetic algorithm is one of the methods that proved to be good in solving problems in electromagnetics – they are robust enough and easily implemented in the same time. [1, 4 - 12]

In this work an approach for multiobjective shape optimization by genetic algorithm method is proposed. 3D finite element field magnetic model is implemented and applied for optimal shape determination for a given field distribution. Field modeling employs the ANSYS 12.1 software package. Optimization is made by genetic algorithm toolbox of Matlab which employs the ANSYS model true APDL interface. MRI system is optimized for achieving strong and homogenous field distribution in system working zone.

2. Genetic algorithm

A genetic algorithm (GA) is a method for solving both constrained and unconstrained optimization problems based on a natural selection process that emulate biological evolution. The algorithm repeatedly modifies a population of individual solutions. At each step, the genetic algorithm randomly selects individuals from the current popu-

lation and uses them as parents to produce the children for the next generation. Over successive generations, the population “evolves” toward an optimal solution [3]. The fitness function is defined over the genetic representation and measures the quality of the represented solution. Once the genetic representation and the fitness function are defined, a GA proceeds to initialize a population of solutions (usually randomly) and then to improve it through repetitive application of the mutation, crossover, inversion and selection operators. Initially many individual solutions are (usually) randomly generated to form an initial population. The population size depends on the nature of the problem, but typically contains several hundreds or thousands of possible solutions. During each successive generation, a proportion of the existing population is selected to product a new generation. Individual solutions are selected through a fitness-based process, where certain selection methods rate the fitness of each solution and preferentially select the best solutions.

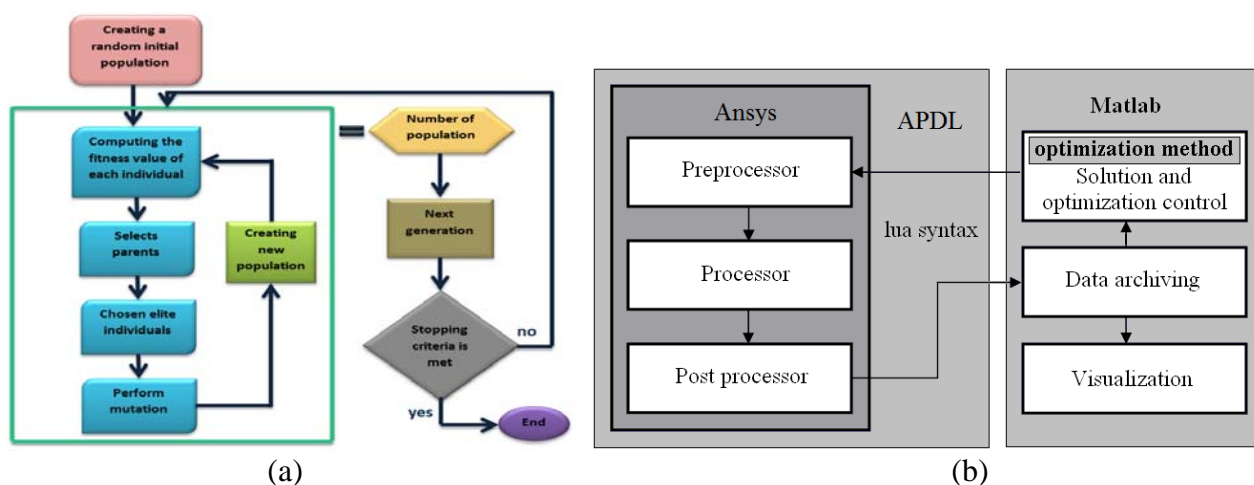


Fig.1. Process of genetic algorithm (a) and block structure of optimization process software interaction (b).

The next step is to generate a second generation population of solutions from those selected through genetic operators: crossover (also called recombination), and/or mutation. For each new solution to be produced, a pair of "parent" solutions is selected for breeding from the pool selected previously. By producing a "child" solution using the above methods of crossover and mutation, a new solution is created which typically shares many of the characteristics of its "parents" [4]. Block scheme of GA procedure is shown in Fig.1-a.

3. Finite element method model

Investigated MRI system is shown on Fig.2 [1]. It is a new “open-type” construction, which is employing permanent magnets for creating strong static magnetic field in the working zone of the system and gradient coils for spatial field focusing. The presence of permanent magnets and fast changing currents in gradient coils makes the modeling task challenging.

The electromagnetic system includes the permanent magnet and conducting materials, such as pole pieces, yoke and pluggings, plugging rings, and gradient coils. Gradient coils systems are located in the pole piece of the MRI.

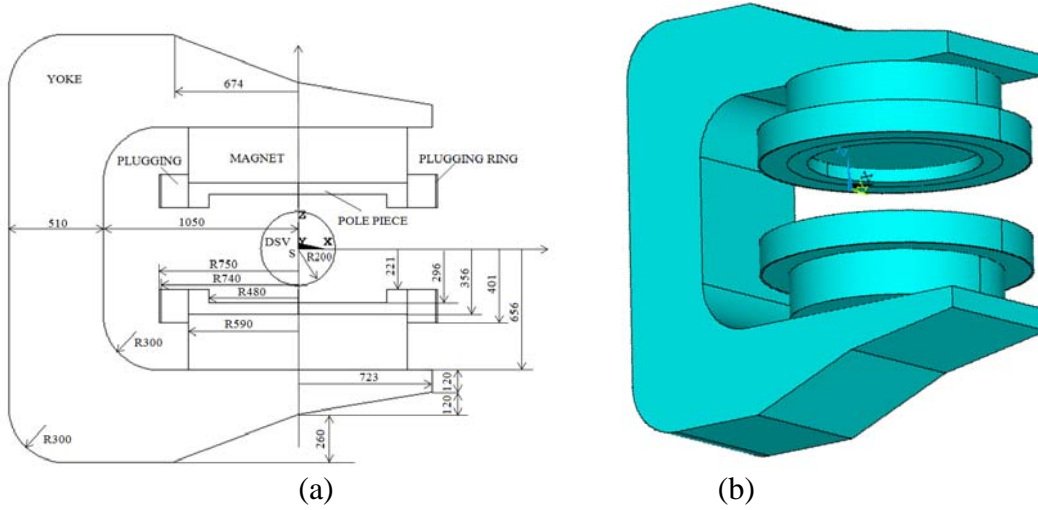


Fig.2. MRI system cross-section (a) and 3D model outlook (b).

The MRI system main magnetic circuit - yoke is made of low carbonated steel (steel - 1010) with electric conductivity $\sigma = 2e^6$ S/m and relative magnetic permeability $\mu_r = 902.6$. The pole piece and plugging rings are made of electrically pure iron with electric conductivity $\sigma = 1.03e^7$ S/m and relative magnetic permeability $\mu_r = 4\ 100$. The material of permanent magnet is NdFeB alloy with coercitive intensity $H_c = 1\ 034$ kA/m and magnetic permeability $\mu_r = 1.0439$. The plugging is also made of NdFeB alloy with $H_c = 940$ kA/m and relative magnetic permeability $\mu_r = 1.038$. The homogenous field exists in spherical region (DSV) with diameter 40cm, Fig.2-a.

Electromagnetic field distribution in investigated MRI system is analyzed by magnetic vector potential – electric scalar potential formulation (A-V, A),

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu} \text{rot}\mathbf{A}\right) + \sigma\left(\frac{\partial\mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad}V_\varepsilon\right) + \text{div}H_c = \mathbf{J} \quad (1)$$

where: \mathbf{A} –magnetic vector potential; V_ε – scalar electric potential; \mathbf{J} – source current density; μ - magnetic permeability; σ - electric conductivity.

A three-dimensional transient electromagnetic problem according to FEM formulation is used for the analysis. It is applied by Ansys 12.1 software [2]. Computations were automated using Ansys Parametric Design Language (APDL).

4. Optimization problem

The FEM model of investigated permanent magnet MRI system is shown on Fig.2-b. Gradient coils systems are located in the pole piece of the MRI, coils for Z-gradient are shown on Fig.4-a. The coils are in vertical planes of $z = \pm 221$ mm and the radius of each is 106, 188, 263, 295, 315, 331, 344, 356, 367, 377, 387, 398, 409, 420, 434 and 451 mm respectively. Cross-section of each coil is 18mm^2 , 6 mm (width) and 3 mm (height). [1]

The MRI Z - gradient coils radius are taken as optimization design parameters defined in the - plane, as shown in Fig.4. In that case the number of optimization variables is 16. For a given constant pole design and changeable Z – gradient coils construction,

the homogeneity of the magnetic field over a DSV volume of interest is calculated with equations (2) and (3).

$$F_1 = \min \left(\sqrt{\sum_i \frac{Bx_i^2 + By_i^2}{Bz_i^2}} \right) \quad (2)$$

$$F_2 = \min \left(\sqrt{\sum_i \frac{(Bz_i - B_g)^2}{B_g^2}} \right) \quad (3)$$

where B_{xi} , B_{yi} and B_{zi} are x, y and z components of magnetic flux density.

$B_g = 0,512T$ is the value of the chosen target flux density.

The DSV volume magnetic field sources are both permanent magnets of yoke and gradient coils. According to large number of design variables, deterministic optimization methods are not suitable for solving the problem. Optimization is made by genetic algorithm toolbox of Matlab which employs FEM Ansys model true APDL interface, Fig.1-b. Where used objective functions are (2) and (3).

5. Results

Optimal results for two objective functions are achieved after 50 generations of the algorithm. These results are coupled by Pareto frontier. Optimal result for gradient coil construction which corresponds best with two objective functions is with radiuses of 106, 189, 265.5, 315, 331.5, 340, 356, 367, 398, 410, 434 and 453 mm. In that case the number of loops is decreased to 12 and mst of them are repositioned as it is shown in Fig.4-b.

Magnetic flux density distribution vector-plot for initial construction is shown on Fig.3-(a).Field distribution for optimal construction is shown in Fig.3-(b).

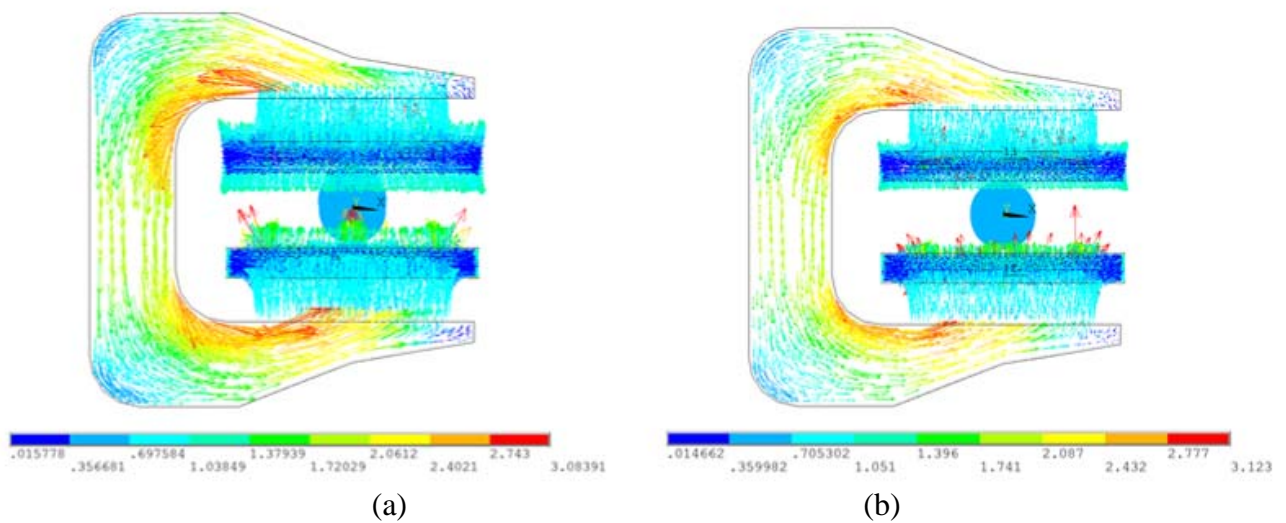


Fig.3. Magnetic flux density distribution vector-plots, for initial construction (a) and optimal construction (b).

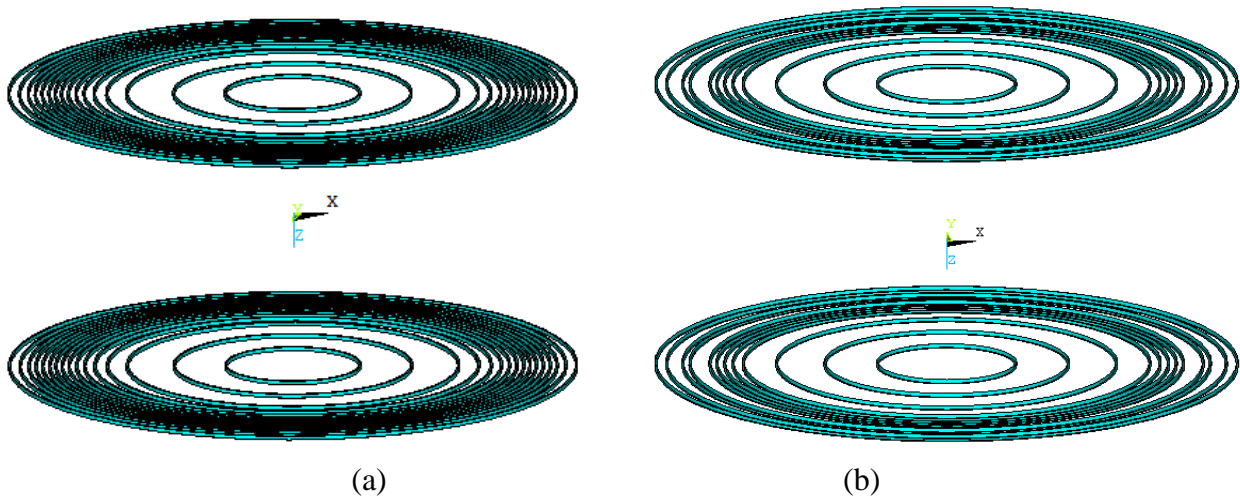


Fig.4. Z - gradient coils system, initial loops (a) and optimal reposition (b).

Numerical model and optimization process results are verified by direct magnetic field measurements in the optimal gradient coil system working zone. Magnetic flux density distribution is measured in working zone in parallel layers with $z = 25, 50, 75$ and 100 mm, over the gradient coil system. These results are shown in Fig.5. Calculated magnetic field values and structure corresponds well with directly measured.

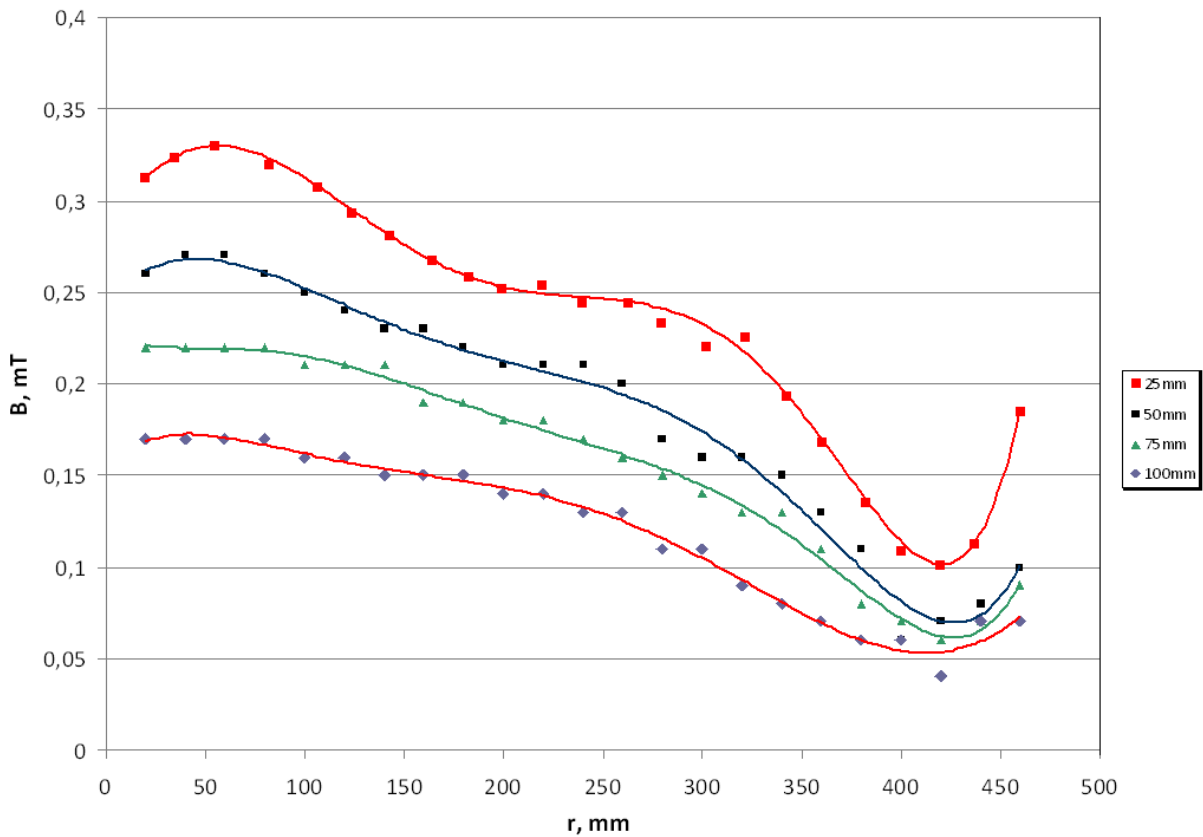


Fig.5. Magnetic flux density distribution in working zone in parallel layers ($z = 25, 50, 75$ and 100 mm) over the optimal gradient coil system. Solid lines are model results, compared by measured, marked with dot labels.

6. Conclusions

Highly effective and fast method and implementation for 3D construction optimization for permanent magnet MRI system is introduced in this paper. Method is based on stochastic multiobjective GA minimization which employs a finite element method model. Optimization is made by genetic algorithm toolbox of Matlab which employs the Ansys model true APDL interface. Finite element method is used to solve electromagnetic problem. Matlab environment offers easy storage, processing and visualization of optimization process data. Method's capabilities are for general optimal construction and shape determination for given field distribution using complex objective functions.

A MRI Z - gradient coil system is designed for optimal field distribution in the active working zone.

Numerical model and optimization process results are verified by direct magnetic field measurements in the optimal gradient coil system working zone. Calculated and measured magnetic field values and structure are in good consideration.

This example illustrates multiparametric optimization problem. GA method realization offers some strong advantages in that case such as fast global minimum reaching and high accuracy due to Ansys model included in optimization process.

REFERENCES

- [1] Li X., L. Xia, W. Chen, F. Liu, S. Crozier, D. Xie. *Finite element analysis of gradient z-coil induced eddy currents in a permanent MRI magnet*. Journal of Magnetic Resonance, 208, 2011, pp. 148–155.
- [2] ANSYS, *Release 12.0 Documentation*, 2010.
- [3] Matlab Inc, *The Language of Technical Computing*, MATLAB Graphics Reference, 2006.
- [4] Timarac I., M. Gacanovic, *Genetic algorithms and their application in solving shape optimization problems in electromagnetics*, Proceedings of the International PhD Seminar “Computational Electromagnetics and Technical Applications”, Banjaluka, Bosnia and Herzegovina, 2006.
- [5] Wiak S., A. Krawczyk and I. Doležel, *Intelligent computer techniques in applied electromagnetics*, Springer - Verlag, 2008.
- [6] Di Barba P., *Multiobjective shape design in electricity and magnetism*, Springer, 2010.
- [7] Di Barba P., A. Savini and S. Wiak, *Field models in electricity and magnetism*, Springer, 2008.
- [8] Marinova I., A. Terzova, V. Mateev, *Shape determination of magnetic core by genetic algorithm*, Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 61, book 2, 2011. pp. 105-112.

- [9] Podolskii A., *Permanent-magnet assemblies for magnetic resonance imaging devices for various purposes*, IEEE Trans. Magn., vol. 38, No. 3, 2002, pp. 1549–1552.
- [10] Yao Y., Y. Fang, C. Koh, and G. Ni, *A new design method for completely open architecture permanent magnet for MRI*, IEEE Trans. Magn., vol. 41, No. 5, 2005, pp. 1504–1507.
- [11] Miyamoto T., H. Sakurai, H. Takabayashi and M. Aoki, *A development of a permanent magnet assembly for MRI devices using NdFeB material*, IEEE Trans. Magn., vol. 25, No. 5, 1989, pp. 3907–3909.
- [12] Tadic T., B. Fallone, *Three-dimensional nonaxisymmetric pole piece shape optimization for biplanar permanent-magnet MRI systems*, IEEE transactions on magnetics, vol. 47, No. 1, 2011, pp. 231-238.

Автори: Валентин Матеев, маг. инж. асистент в катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: vmateev@tu-sofia.bg; Анелия Терзова, маг. инж. асистент и докторант в катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: aterzova@tu-sofia.bg; Илиана Маринова, проф. дтн инж., катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: iliana@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.11.2012

Рецензент доц. д-р Диляна Н. Господинова

ВЛИЯНИЕ НА ПРОМЯНАТА НА ЗАХРАНВАЩОТО НАПРЕЖЕНИЕ ВЪРХУ СВЕТЛИННИЯ ПОТОК НА РАЗРЯДНИТЕ ЛАМПИ

Симона Петракиева, Галя Георгиева-Таскова, Захари Иванов

Резюме: В настоящата работа е изследвана зависимостта на светлинния поток на разрядни лампи от промяната на хранващото напрежение. Експериментално измерените данни са интерполирани за всяка от изследваните лампи, използвайки полиномни зависимости съответно чрез линейна и чрез показателна функция. След всяка апроксимация са изчислени съответните грешки между експериментално измерените и прогнозираните със съответния полином относителни грешки в проценти. Използвайки предложените апроксимиращи зависимости е изчислено намалението на светлинния поток (в проценти) при намаляване на хранващото напрежение с 10 % за различните видове анализирани лампи. В заключение са направени изводи относно предимствата и недостатъците на всяка от изследваните лампи по отношение на излъчения светлинен поток.

Ключови думи: светлинни източници, разрядни лампи, нажежаеми лампи, баласт, светлинен поток

EFFECT OF THE SUPPLYING VOLTAGE VARIATION ON THE LUMINOUS FLUX IN DISCHARGE LAMPS

Simona Petrakieva, Galia Georgieva-Taskova, Zahari Ivanov

Abstract: In the work, the fluctuation of the flux in discharge lamps with respect to the supplying voltage variation is discussed. The measured experimental results are interpolated for each analyzed lamps using polynomial expressions with linear and power functions, respectively. The associating relative approximation errors (in percents) are calculated based on the results from the experiments and predicted ones with the respective polynomials. Using these proposed approximation expressions the decreasing of the luminous flux when the supplying voltage decreased with 10 % is calculated. This is made for each analyzes lamps. The advantages and disadvantages of the tested lamps in terms of the emitted luminous flux are given as a conclusion in the paper.

Keywords: light sources, discharge lamps, incandescent lamps, ballast, luminous flux

1. Въведение

При работа на лампите със захранващо напрежение по-високо или по-ниско от номиналното им, могат да се появят различни отрицателни ефекти.

Работата на лампите при захранващо напрежение по-високо от номиналното им може да се наблюдава, например при използване на напрежение със стойност 230 V, приложено върху баласт с номинално захранващо напрежение 220 V (една част от използваните индуктивни баласта са за напрежение 220 V).

От 2008 г. всички страни в европейския съюз приеха последната поправка на стандарта Standard EN 50160 - Voltage Characteristics in Public Distribution Systems. Според него номиналното напрежение е 230 V при честота 50 Hz. От 2010 г. в България е валиден стандартът БДС EN 50160-2010 [3]. Съгласно този стандарт се допускат до $\pm 10\%$ кратковременни отклонения на напрежението (респ. от 207 до 253 V). В английския и немския вариант на EN 50160 се препоръчва отклоненията в напрежението да са от (-10%) до (+6%) от номиналното, което е 230 V.

Поради увеличаването на захранващото напрежение над номиналното за баласта рязко нараства мощността на комплекта лампа-баласт и разхода на електроенергия, при което се увеличава риска от пожар. В този случай трайността на лампата и баласта значително намалява. Цветната температура е по-ниска и светлината е с по-топъл цвят [1].

В системите за улично осветление, например, напрежението върху системата баласт-лампа може да се понижи под номиналното, ако осветяваната улица е много дълга [2]. В този случай напрежението върху лампата в началото на улицата и това – върху лампата, разположена в края на улицата, е различно, т.е. последното е по-ниско от номиналното захранващо напрежение 230 V. Понижаването на захранващото напрежение е причина за намаляване на светлинния поток и яркостта, както и за увеличаване на цветната температура на лампите [1, 2, 4]. Установяват се значителни намаления на светлинния поток на натриевите и металхалогенните лампи високо налягане, дори когато отклонението на напрежението е в допустимите от стандарта граници. По тази причина при тези условия се препоръчва разрядните лампи да не работят с дросели, а да използват електронни пускорегулиращи апарати (ЕПРА).

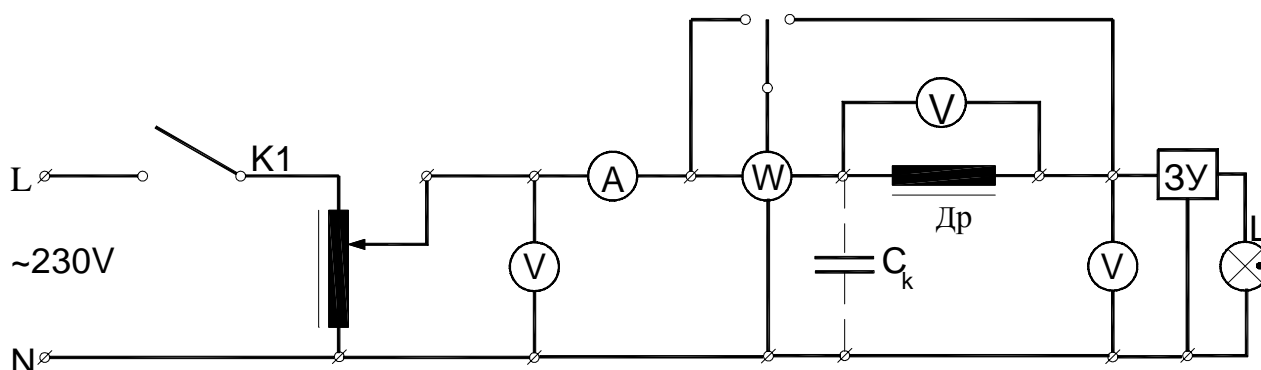
Тъй като понижаването на захранващото напрежение в системите за улично осветление е доста често срещана реална ситуация, в настоящия материал се изследва промяната на светлинния поток на лампата ($\Phi_{л}, lm$) във функция от нейното захранващо напрежение ($U_{захр.}, V$). Експерименталните резултати за различните видове лампи са интерполирани посредством два типа полиномна зависимост – чрез линейна и чрез показателна функция. На базата на получените аналитични изрази може да се извършва прогнозиране на изменението на светлинния поток при съответното изменение на захранващото напрежение (в проценти).

2. Изследване на зависимостта на светлинния поток на лампите от промяната на захранващото напрежение

Изследвани са натриеви лампи високо налягане (НЛВН) с мощности 250 и 400 W, металхалогенна лампа високо налягане (МХЛВН) с мощност 400 W, луминесцентна лампа (ЛЛ) с мощност 36 W и нажежаема лампа (НЛ) с мощност 100 W.

Експериментално измерените данни се интерполират с подходяща математическа функция с цел бъдещо прогнозиране.

Изследванията са направени при следната схема на свързване (фиг.1)



Фиг.1. Схема на свързване на НЛВН и МХЛ

Измерването е извършено чрез измерителен комплект K505 за измерване на захранващото напрежение, тока през консуматора (системата баласт-лампа) и подаваната към него активна мощност. Захранващото напрежение от мрежата се подава към консуматора през понижаващ автотрансформатор. Последният намалява амплитудата на синусоида и напрежението на изхода му е по-малко от номиналното захранващо. Това води до намаляване на активната мощност на лампата в сравнение със случаите на използване на стандартните баластни схеми.

По време на измерванията изследваната лампа е поставена във фотометрично кълбо (с коефициент на кълбото $K_k = 1.79$, lm/lx , определен с еталонна лампа Osram delux mat с $P_d = 100$, W, $I_d = 0.456$, A, $U_d = 220$, V, $\Phi_d = 1232$, lm). Светлинният поток на лампата (Φ_d) е определен чрез измерване на осветеността на кълбото и е числено равен на: $\Phi_d = K_k \cdot E_k$.

След включване на захранването всяка лампа се оставя да стабилизира своите параметри, след което се измерва осветеността (светлинният поток Φ_d , lm) при различните стойности на захранващото напрежение от 195 V до 245 V.

Резултатите от изследването на: НЛВН са дадени в таблици 1 и 2; МХЛ - в табл. 3; ЛЛ - в табл. 4 и НЛ - в табл. 5.

Таблица 1. Изследване на НЛБН 250 W

ЛАМПА	ДРОСЕЛ	$U_{\text{запр}}, V$	$E_{\text{к}}, lx$
НЛБН 250 W (NARVA) NA 250 – 60	НВИ 250/220 - I ОН 0476688-84 $I = 3.6 A$ $U = 220 V$ $f = 50 Hz$ $\lambda = 0.45$	195	5880
		200	6300
		205	6760
		210	7170
		215	7810
		220	8500
		225	9480
		230	10250
		235	10880
		240	11400
		245	12010

Таблица 2. Изследване на НЛБН 400 W

ЛАМПА	ДРОСЕЛ	$U_{\text{запр}}, V$	$E_{\text{к}}, lx$
НЛБН 400 W (TUNGSRAM) LU 400/T/40	НВИ 400/200-I ОН 0971364- 80 $I = 4.4 A$ $\lambda = 0.45$	195	13400
		200	14630
		205	15940
		210	16870
		215	18200
		220	19260
		225	21000
		230	22200
		235	23800
		240	25500
		245	26600

Таблица 3. Изследване на МХЛ 400 W

ЛАМПА	ДРОСЕЛ	$U_{\text{запр}}, V$	$E_{\text{к}}, lx$
МХЛ 400 W (NARVA) NC 400	МИ 400/200-I ОН 0968996 $I = 3.5 A$ $\lambda = 0.55$	195	10560
		200	11380
		205	12220
		210	13240
		215	14160
		220	15100
		225	16140
		230	17300
		235	18300
		240	19400
		245	20500

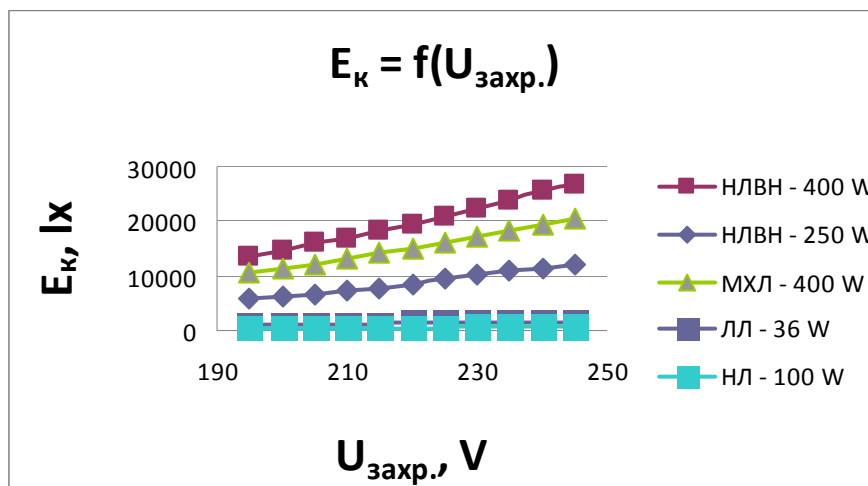
Таблица 4. Изследване на ЛЛ 36 W

ЛАМПА	ДРОСЕЛ	$U_{\text{запр}}, V$	E_k, lx
ЛЛ 36 W /OSRAM/ L36W/21- 840 LUMILUX PLUS COOL WHITE	SCHWABE L40-502 1x40 W $U = 230 V$ $f = 50 Hz$ $I = 0.43 A$	195	1030
		200	1078
		205	1130
		210	1184
		215	1257
		220	1308
		225	1382
		230	1428
		235	1500
		240	1556
		245	1618

Таблица 5. Изследване на НЛ 36 W

ЛАМПА	$U_{\text{запр}}, V$	E_k, lx
НЛ 100 W_235-245V	195	303
	200	330
	205	361
	210	396
	215	425
	220	464
	225	513
	230	556
	235	600
	240	646
	245	703

На базата на експерименталните резултати (вж. табл. 1, табл. 2, табл. 3, табл. 4 и табл. 5) е показана графично зависимостта $E_k = f(U_{\text{запр}})$ за НЛВН (250 и 400 W), МХЛ (400 W), ЛЛ (36 W) и НЛ (100 W) - фиг.2.



Фиг.2

3. Апроксимации на резултатите от експерименталните резултати

След обработка на експерименталните резултати относно зависимостта на осветеността от захранващото напрежение, т.е. $E_{\text{апрокс.}} = f(U_{\text{загр.}})$, се стигна до извода, че най-подходящо е тази зависимост да се интерполира с полином от n -ти ред. Редът на полинома зависи основно от желаната точност на интерполация. В случая относителната грешка е $\varepsilon \leq 0.5 \%$.

Изпитванията са проведени при промяна на захранващото напрежение от (-12%) до $(+12 \%)$ от 220 V , т.е. $195 \text{ V} \leq U_{\text{загр.}} \leq 245 \text{ V}$ през 5 V , което определя $m = 11$ базови точки на измерване.

• При интерполация с полином с базова линейна функция апроксимиращата функция има вида [5]:

$$E_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n. \quad (1)$$

Без да се намалява общността на разглежданията може да се приеме, че редът на полинома $n = 3$, тъй като коефициентите a_4, a_5, \dots, a_n в (1) са с няколко порядъка по-малки от a_0, a_1, a_2, a_3 и могат да се пренебрегнат. Тогава резултатният интерполиращ полином добива вида:

$$E_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3. \quad (1a)$$

• При интерполация с полином с базова показателна функция апроксимиращата функция има вида:

$$E_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_1r^x + a_2r^{2x} + \dots + a_nr^{nx} \text{ при основа } r = 1.02. \quad (2)$$

Без да се намалява общността на разглежданията може да се приеме, че редът на полинома е $n = 4$, тъй като коефициентите a_5, a_6, \dots, a_n в (2) са с няколко порядъка по-малки от a_0, a_1, a_2, a_3, a_4 и могат да се пренебрегнат. Тогава резултатният интерполиращ полином добива вида:

$$E_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_11.02^x + a_21.02^{2x} + a_31.02^{3x} + a_41.02^{4x}. \quad (2a)$$

Стойностите на съответните коефициенти в полиномите (1a) и (2a) за всяка от изследваните лампи са посочени съответно в табл. 6 и табл. 7. Те са определени на базата на метода на най-малките квадрати при минимизиране на средноквадратичната грешка:

$$ERROR_SQR = \sqrt{\sum_{s=1}^m (E_{\text{апрокс.}}(s) - E_{\text{к}}(s))^2} \rightarrow \min. \quad (3)$$

При така определените коефициенти в апроксимацията полином относителната грешка между интерполираните и експериментално измерените данни е изчислена съгласно формулата:

$$\varepsilon = \sum_{s=1}^m \frac{|E_{\text{апрокс.}}(s) - E_{\text{к}}(s)|}{E_{\text{к}}(s)} \cdot 100, \% . \quad (4)$$

3.1. Резултати от апроксимацията чрез полином, базиран на линейна функция

Таблица 6

лампа	a_0	a_1	a_2	a_3	ε %	ΔU %	ΔE %
НЛВН 250 W	524136.643	-7211.519	32.918	-0.0490	0.960	10	29.452
НЛВН 400 W	73221.189	-1052.934	5.0200	-0.0061	0.636	10	27.550
МХЛ 400 W	79070.676	-1144.169	5.514	-0.0074	0.172	10	27.084
ЛЛ 36 W	11531.501	-160.2791	0.767	-0.0011	0.291	10	19.314
НЛ 100 W	2481.5105	-31.29743	0.123	-0.0001	0.445	10	31.775

3.2. Резултати от апроксимацията чрез полином, базиран на показателна функция

Таблица 7

лампа	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	ε %	ΔU %	ΔE %
НЛВН 250 W	14775.399	-557.0998	11.194	-0.08074	0.0002028	0.791	10	29.125
НЛВН 400 W	-16116.169	1208.713	-18.052	0.139	- 4.10 ⁻⁴	0.4102	10	27.0977
МХЛ 400 W	381.651	263.227	-1.196	0.00364	- 6.058.10 ⁻⁶	0.184	10	27.0513
ЛЛ 36 W	749.154	-2.171	0.275	-0.0026	7.57.10 ⁻⁶	0.266	10	19.386
НЛ 100 W	208.6022	-3.457	0.173	-0.00142	3.98. 10 ⁻⁶	0.449	10	31.839

4. Заключение

Измерените зависимости на светлинния поток от захранващото напрежение най-добре се апроксимират чрез полином, базиран на показателна функция с ред на полинома $n = 4$ (вж. табл. 6 и табл. 7). Посредством така предложените аналитични зависимости (2) може да се определи светлинният поток на лампите за избрани стойности на захранващото напрежение.

При промяна на захранващото напрежение с 10 % относителното увеличение на светлинния поток за изследваните НЛВН, МХЛ и НЛ е $(27 \div 31)$ %, а за ЛЛ - то е значително по-малко - 19 %.

За ефективно използване на електроенергията за осветление и намаляване на разхода за повредени лампи е необходимо да се ограничава нарастването на захранващото напрежение на осветителите, например чрез стабилизатори на напрежението или специални дросели с изводи за по-ниски и по-високи стойности на захранващото напрежение за лампите.

Електронните пускорегулиращи апарати (ЕПРА) със стабилизация имат допустими граници на отклонения в захранващото напрежение (± 20 %), което означава, че работата на лампата практически не се влияе от тези промени. В този случай използването на ЕПРА дава възможност за плавно регулиране на светлинния поток на разрядните лампи, което е едно голямо предимство за тях.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ivanov, Z. A., *Effects of mains voltage variations on discharge lamps*, XII National conference "Light 2004", 15-17 June 2004, Varna, Bulgaria.
- [2] Ivanov, Z. A., *Influence of the loss of voltage onto the quality of road lighting*, XLIII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2008, 25 - 27 June 2008, Faculty of Electronic Engineering, Serbia, Niš, Proceedings of Papers, Vol. 2, pp. 663-665.
- [3] *БДС EN 50160: 2010 Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените разпределителни електрически мрежи*
- [4] *Application guide to HID lamp control gear*, Philips Lighting, 01/95
- [5] S.Ben-Yaakov, S.Glosman, R.Rabinovici, *Envelope Simulation by SPICE Compatible Models of Electric Circuits Driven by Modulated Signals*, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 47, Feb.2000, pp. 222-225.

Автори: Симона Петракиева, доц. д-р от Технически Университет - София, факултет Автоматика, катедра Теоретична електротехника, E-mail address: petrakievas-te@tu-sofia.bg; Галя Георгиева-Таскова, ас. от Технически Университет - София, факултет Автоматика, катедра Теоретична електротехника, E-mail address: gvg@tu-sofia.bg; Захари Иванов, доц. д-р от Технически Университет - София, Електротехнически факултет, катедра ЕСЕО, E-mail address: zai@tu-sofia.bg.

Постъпила на 16.11.2012

Рецензент Доц. д-р Йордан М. Шопов

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МЕТОДИ И СРЕДСТВА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ НА ДОСТЪПНА ПРЕНОСИМА СИСТЕМА ЗА ВИРТУАЛНА РЕАЛНОСТ ЗА РЕШАВАНЕ НА ИНЖЕНЕРНИ ЗАДАЧИ

Димо Чотров, Стоян Малешков

Резюме: Разгледани са методи и средства за изграждане на достъпна мобилна система за виртуална реалност, която лесно може да се интегрира в процеса на решаване на инженерни и научно-технически задачи. Системата е изградена на базата на мобилен компютър с графичен контролер с четири буфера и 3D телевизор с пасивни очила. Обсъдени са формати за представяне на стереоскопични изображения, начините за тяхното генериране, предаване, декодиране и визуализиране на 3D дисплей. Основни предимства на системата са съвместимост с графичния стандарт OpenGL и достъпна цена.

Ключови думи: мобилна система за виртуална реалност, стереоскопична визуализация, формати за стереоскопични изображения.

METHODS AND TOOLS FOR DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN AFFORDABLE MOBILE VIRTUAL REALITY SYSTEM FOR SOLVING ENGINEERING PROBLEMS

Dimo Chotrov, Stoyan Maleshkov

Abstract: This article proposes a software and hardware solution for an affordable mobile virtual reality system which can easily be integrated in the process of solving engineering and scientific applications. An example realization of the proposed solution in which a mobile computer with quad-buffered graphics adapter is connected to a 3D TV display is described. Different stereo image formats, their generation, transmission, decoding and visualization on a 3D capable display are discussed. A use case is given, in which the sample configuration is used to review the results from different engineering analysis in stereo. The main advantages of the proposed system are the use of the OpenGL graphics standard and its affordable price.

Keywords: mobile virtual reality system, stereoscopic visualization, stereoscopic image format

1. Introduction

A typical virtual reality system is a large installation, which occupies usually separate rooms dedicated specifically for the purpose of immersive presentation of examined

models and consists of one or more display screens in combination with projectors, regularly two per screen, several networked computers and specialized input devices. Even though some virtual reality display systems are categorized as mobile, they are actually built up by placing screen, projectors, computers and mirrors in a big cabinet. Actually the term mobile is related to the fact that the cabinet has wheels which allow moving and rearranging the system appropriately in a big hall, but for transportation a dedicated van should be used. Another issue which limits the application of typical virtual reality systems in the overall workflow of solving engineering problems is the price. Until recently only big companies and laboratories could afford the purchase and maintenance of a virtual reality system. Recent technological developments in stereoscopic display technology and the increased market penetration of 3D capable displays and 3D TVs as well as the appearance of notebooks with characteristics typical for CAD workstations provide an inexpensive basis for building up an affordable stereoscopic mobile visualization system which could be used for presentation and exploration of research and engineering results outside a laboratory. Combining different components in a complete system with the aim to ensure compatibility for long period of time requires the implementations of standards. In this article we discuss various stereoscopic display formats supported by 3D TVs, consider how corresponding signals can be generated and present a concept for building up an affordable mobile virtual reality system, which can be integrated in the everyday engineering activities.

2. Related work

The main features, advantages and disadvantages of several affordable virtual reality software frameworks and products have been discussed in [1]. All systems considered are scalable and can run on different hardware configurations – in particular on both: computer clusters and desktop and personal computers, focusing on stereoscopic display systems like CAVE as well as individual devices as Head Mounted Displays (HMDs). For example the popular open source VRJuggler [8] framework supports various types of projection based displays and head-mounted displays. With the arrival of 120 Hz LCD displays, which can split the frequency to present different images to both eyes, introduction of 3D imaging technologies like NVidia 3D Vision [7] and iZ3D [6] and the boom of 3D Cinemas like IMAX the stereoscopic rendering has recently become very popular among common users, especially in computer gaming industry.

The idea behind technologies like NVidia 3D Vision and iZ3D is the application of a separate software component provided as extension to the graphics driver that generates automatically stereo pairs for the image rendered by the GPU. This driver also encodes the generated stereo pairs in a format suitable for the particular 3D display. The NVidia 3D Vision technology supports stereoscopic visualization by using only active shutter glasses synchronized with a limited set of 3D 120 Hz capable displays. The synchronization is performed either by an infra red emitter or by using radio frequency signals. Currently there are already even mobile computers supporting the

NVIDIA 3D Vision stereoscopic display approach. The disadvantage of this software solution is that it has been focused on applications using the graphics standard Direct3D for the rendering process – mainly entertainment applications, i.e. games. None of the above mentioned drivers currently supports stereoscopic rendering of images generated by the graphics standard OpenGL. iZ3D are planning on including such functionality in some future version. NVIDIA 3D Vision supports OpenGL stereoscopic display visualization but only on quad-buffer graphics adapters and with the explicit limitation that the application itself needs to generate the corresponding stereo pairs. As scientific and engineering applications usually rely entirely on OpenGL for the rendering, none of the above mentioned technologies is suitable for stereoscopic visualization of scientific and engineering problems results.

In this article we propose a solution for creating an affordable mobile virtual reality stereoscopic rendering system based on the graphics standard OpenGL, which consists of a mobile computer with quad-buffered graphics adapter connected to a 3D TV display with passive glasses.

3. Stereoscopic Image Formats

Although there are mobile computers with 120 Hz displays compatible with NVIDIA 3D Vision technology and mobile computers with quad-buffered graphics adapters, there are no mobile configurations featuring both 120 Hz display and quad-buffered graphics adapters, which means that it is not possible to render in stereo an OpenGL application on a mobile computer (besides anaglyph stereo presentation).

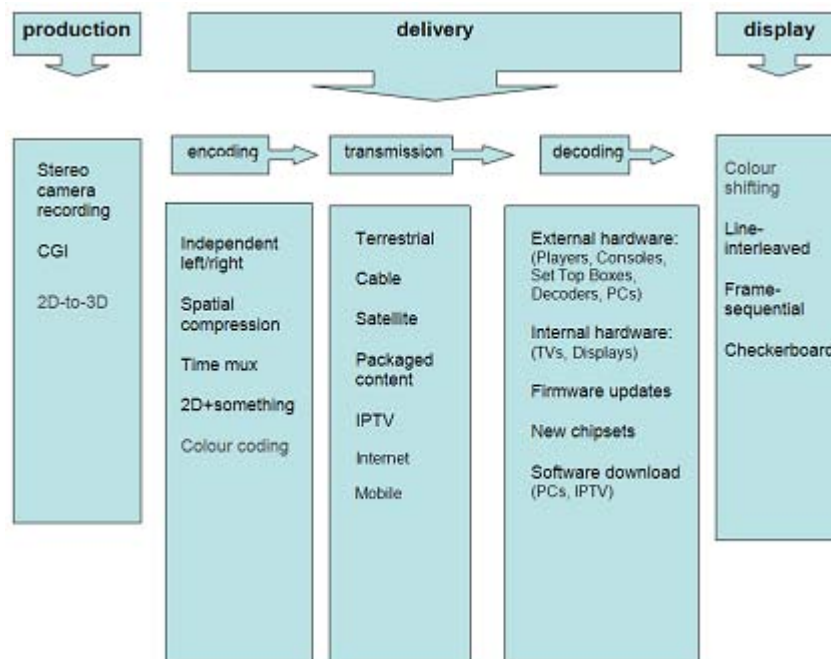


Figure 1. The 3D Content Lifecycle [2]

Consequently in order to produce stereoscopic visualization from an OpenGL application a separate 3D capable display has to be connected to a mobile computer

with quad-buffer graphics adapter and the stereo signal has to be transmitted to the 3D display in an appropriate format.

The general process of stereo signal generation, transmission and displaying, named the 3D Content Lifecycle, is introduced and described in detail in [2] and is presented on Fig. 1. The processing path we will focus in this article is: Computer Generate Imagery (CGI) → Spatial compression / Time multiplex → TVs → Frame-sequential.

In order for a 3D TV to be able to display a computer generated stereo pair the image that is created as output by the graphics controller needs to be in an appropriate format that the 3D TV can recognize. The formats commonly supported by 3D capable displays include the frame-compatible and the time-multiplexed formats, which are relatively easy to implement. As the encoding types are described in detail in [2] we will give here only a short description of the two encoding types related to this article:

- **Spatial compression** – obtained by combining the left and right images in a single frame. The disadvantage of this method is losing half of either the horizontal or the vertical resolution. There are two main subsets to this type of encoding:
 - Top-bottom – the vertical resolution is divided in two, one of the images is placed in the top half of the frame, the other – in the bottom (Fig 2).

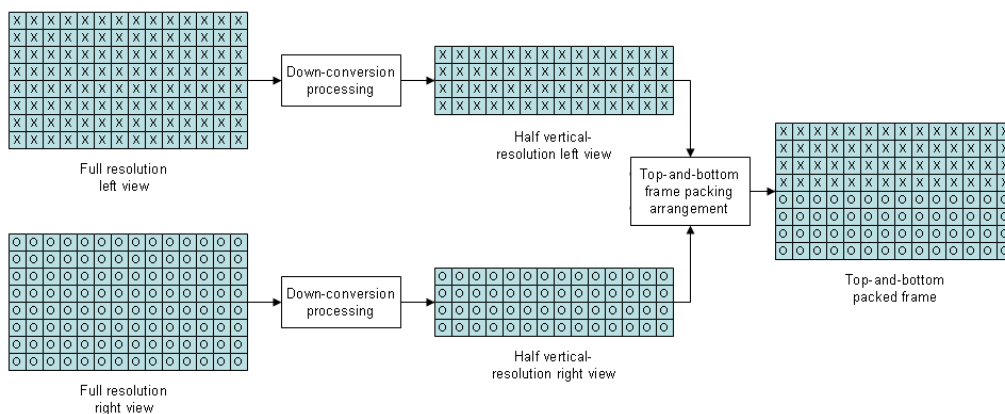


Figure 2. Top-bottom frame packing [4]

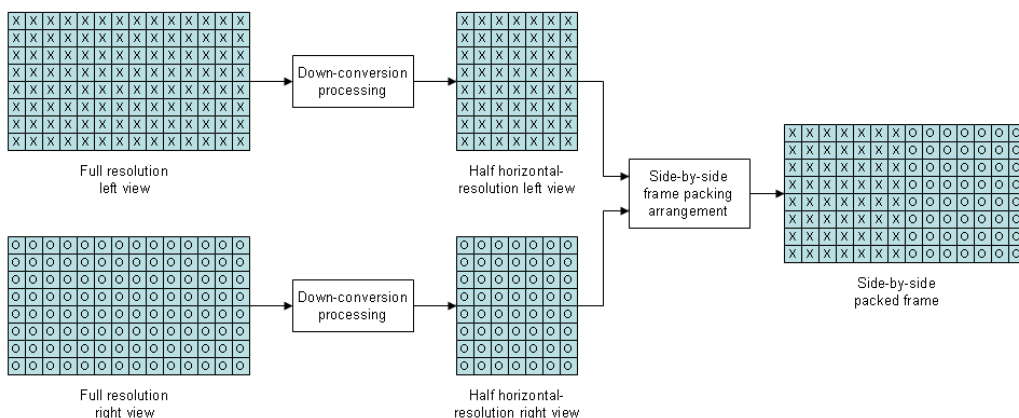


Figure 3. Side-by-side frame packing [4]

- Side-by-side – the horizontal resolution is divided in two, the images of the stereo pair placed next to each other (Fig 3).

- **Time multiplex** – left and right images of the stereo pair are transmitted one after the other. There is no loss in image resolution but requires doubling the frame rate and respectively – the bandwidth.

Two approaches can be used to produce stereoscopic image in a format supported by the 3D display.

1. Adjust the 3D graphics driver to output in a format, recognized by the 3D display.

When using a quad-buffered graphics adapter sometimes it is possible to find compatible devices which allow the 3D driver of the graphics adapter to be configured to output signals in the needed stereo format of the display. The driver takes the generated left and right images of the stereo pair, encodes them in the specified format and conveys them to the display output(s). The selected output format has to correspond to the decoder that the 3D display is going to use to decipher its input. A format has to be chosen that is supported both by the 3D display driver as well as the 3D display itself.

2. Perform the appropriate stereo encoding in the application.

As the formats that a 3D display can decipher are well known there is a possible workaround for generating the needed signal for a stereoscopic image if the first approach fails. The workaround forces the application itself to simulate the stereo encoding. This would mean that, for example in the case when a frame-sequential signal is needed, the application could render the image for the left eye and send it to the output, after that it should render the image for the right eye and send it again generating in this way the time-multiplex signal expected by the 3D display. If the output should be spatial-multiplex (top-bottom or side-by-side) the application could render the images of the stereo pair in buffers, after which it should perform the horizontal/vertical resolution reduction (by removing respectively alternating rows/columns from the image) and join the resulting images in a single frame, which is then sent to the video output.

4. Development of Mobile Virtual Reality System

The affordable mobile virtual reality system was designed and built up in the Virtual Reality Laboratory (VR Lab) at the Technical University of Sofia. The hardware of the constructed system consists of a mobile computer and a 3D TV display. The mobile computer is a Lenovo ThinkPad W520, equipped with an NVidia Quadro 1000M graphics adapter offering one VGA output and one Display Port output. The 3D TV is LG 42LW4500 with passive polarization and HDMI input. The difference between the mobile computer output (DP) and the 3D TV input (HDMI) required a Display Port to HDMI adapter. The virtual reality system can be extended including additional output and input devices like 3D audio system and haptic force-feedback device to enhance the presentation of modeled object properties and to increase the level to which the user can perceive and interact with the system.

The software for stereoscopic visualization of the mobile virtual reality system is divided in two components: the module for stereoscopic OpenGL visualization, which is part of the engineering application and the 3D display driver of the NVidia graphics adapter. The general flowchart is presented on Fig. 4.



Figure 4. Stereo image generation, encoding, transmission and display

The engineering application developed at the VR-Lab opens and displays in stereo the geometry of a CAD model together with corresponding results from some engineering analysis, i.e. finite elements analysis, through the stereoscopic OpenGL module. The application renders separate images for the stereo pair in the left and right buffers of the quad-buffered graphics adapter. The process for a single frame is described in detail on Fig. 5. First the image for the left eye is rendered to the back left buffer of the quad-buffered graphics adapter, then the image for the right eye is rendered to the right back buffer. When the images for both views are ready the application swaps the front and back buffers and the result is transferred to the NVidia display driver which encodes the stereo pair in the selected format - in this case it is configured to output the stereo images in Generic active stereo format (corresponding to the time-multiplex format). The output is then transmitted to the input of the 3D TV which is setup to receive 3D frame-sequential signal.

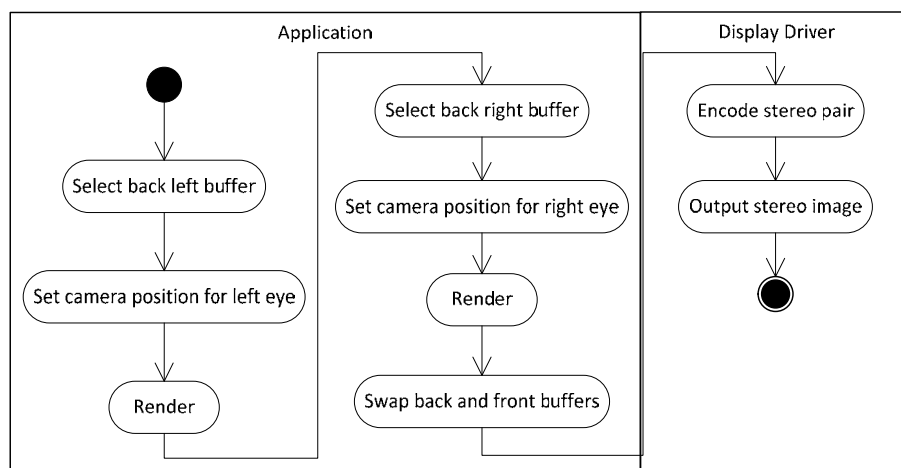


Figure 5. Generation of a stereo pair frame.

5. Stereoscopic Rendering of Engineering Tasks Results

The use of virtual reality for engineering tasks is currently limited to visual validation of design results, ergonomic and assembly tests, displaying of simulation outcomes in stereo. We have developed an approach to support engineers in understanding the results from different engineering analysis, i.e. finite elements analysis.

The basic concept of how to incorporate stereoscopic rendering in the general workflow of solving engineering tasks is presented on Fig. 6. First a CAD model has to be imported in the application. Then the results from the engineering analysis are associated with the model. The model together with its results is rendered in stereo to the left and right buffers of a quad-buffered graphics adapter and encoded as described in the previous sections. The encoded image is transmitted to a 3D capable display which decodes the signal and displays the image in stereo.

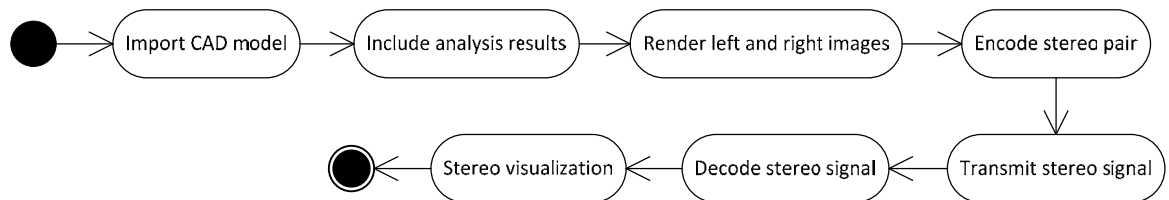


Figure 6. Stereoscopic rendering workflow of engineering tasks

Fig. 7 shows a practical example with finite element analysis of a boiler. The boiler has been analyzed for stress, temperature and displacement distribution. The CAD model of the boiler together with the results from the analysis is loaded in our application which runs on the mobile computer. As the mobile computer has a quad-buffered graphics adapted with a 3D display driver which supports the necessary configuration setup to be connected to a 3D TV display in a compatible stereo mode, the model and results are rendered in stereo straightforward from the mobile computer on the 3D TV. The stereo visualization allows for better perception and review of the model and results analysis. The described mobile stereo visualization system allows for undemanding transportation and use of the system at various locations leading to easier presentation of results outside a laboratory when necessary.

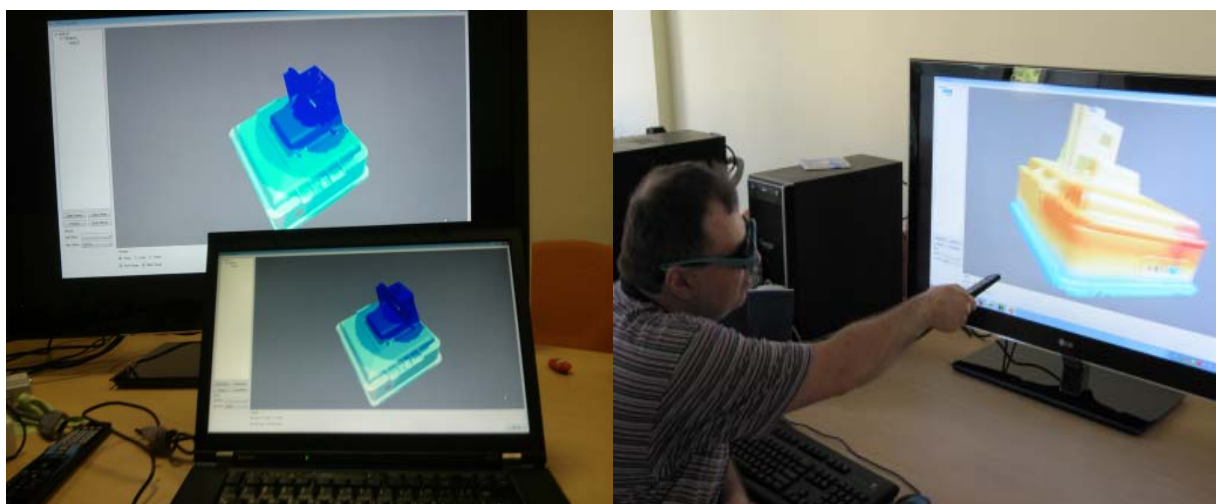


Figure 7. An application rendering stereo from a mobile computer on a 3D TV

5. Conclusion

The article proposes an affordable mobile virtual reality system relying on a powerful mobile computer and an additional 3D capable display with passive glasses. The solution can be used by engineering and scientific applications rendering the graphics

with OpenGL to produce stereo output. It provides advantage against popular NVidia 3D Vision technology to support the process of solving engineering tasks. For the experiment a 3D TV is used, but the workflow is the same for any 3D capable display which supports at least one of the stereo formats described above. The approach avoids the purchase of additional hardware and software components concerning the generation, transmission and presentation of the stereo signal. The main benefit of the mobile virtual reality system is its compatibility with the graphics standard OpenGL at very affordable price point.

Acknowledgement

The authors acknowledge the support of the Technical University of Sofia to fund in part scientific projects at the Virtual Reality Lab – Technical University of Sofia through internal calls: Grant 121ПД0025/2012 for financing PhD research activities.

REFERENCES

- [1] Maleshkov S., D. Chotrov. **Affordable Virtual Reality System Architecture for Representation of Implicit Object Properties**. International Journal of Computer Science Issues. vol. 9, Issue 4, July 2012.
- [2] Roberta Piroddi, *Stereoscopic 3D Technologies*, Snell Ltd. April 2010
- [3] Karsten Müller, Philipp Merkle, Gerhard Tech, Thomas Wiegand, *3D video formats and coding methods*, Image Processing (ICIP), 2010 17th IEEE International Conference, 2010, pp. 2389 – 2392
- [4] Joint Technical Committee (JTC) Broadcast of the European Broadcasting Union (EBU), Comité Européen de Normalisation ELEctrotechnique (CENELEC) and the European Telecommunications Standards Institute (ETSI), *Digital Video Broadcasting (DVB) Technical Specification*, DVB Document A154, February 2011
- [5] NVidia 3D Vision, <http://www.nvidia.com/object/3d-vision-main.html>
- [6] iZ3D, <http://www.iz3d.com/>
- [7] NVidia 3D TV Play, <http://www.nvidia.com/object/3dtv-play-overview.html>
- [8] A. Bierbaum, C. Just, P. Hartling, K. Meinert, and A. Baker, *VR Juggler: A Virtual Platform for Virtual Reality Application Development*, VR-01, IEEE, 2001, pp. 89-96

Автори: Димо Чотров, маг. инж., докторант към катедра ПКТ, email: dchotrov@tu-sofia.bg; Стоян Малешков, доц. д-р, катедра ПКТ, лаборатория по Виртуална реалност в ТУ - София, email: maleshkov@tu-sofia.bg

Постъпила 20.11.2012

Рецензент Доц. д-р Димитър Божков

ФРАКТАЛНО УПРАВЛЕНИЕ С ПРИБЛИЖЕНА РАЗМЕРНОСТ НА ПРОСТРАНСТВЕНАТА РАЗПРЕДЕЛЕНОСТ

Емил Николов, Нина Николова, Василка Стоилова, Борис Грасиани

Резюме - В статията се предлага нова структура и метод за проектиране на система за управление на обект с разпределени параметри. Разгледаната система с разпределена пространствена размерност се отличава съществено от системите за управление на обекти със съсредоточени параметри, защото структурно в нея е решена задачата за съответстващ на обекта пространствен преход на проекцията на разпределена регулируема променлива. Решението на тази задача се основава на използването на модели и филтри, включени в нейните структура и алгоритъм, благодарение на които системата е с реална възможност за управлението с желано качество на обекти с разпределени параметри. В работата за конкретен числен пример е проектирана фрактална предикторна система с приближена размерност на пространствената разпределеност за управление на плътността на транспортния трафик в автомагистрала. Моделът на системата е симулиран. Илюстрирани и анализирани са характеристиките на проектираната система.

Ключови думи - фрактални структури с пространствен преход на проекцията, предикторни системи с разпределени параметри, фрактално управление с приближена размерност на пространствената разпределеност

FRACTIONAL CONTROL WITH APPROXIMATE DIMENSION OF THE SPATIAL DISTRIBUTION

Emil Nikolov, Nina Nikolova, Vassilka Stoilova, Boris Grasiani

Abstract - In the article are suggested new structure and method for design of control system with distributed parameters plant. Discussed system with distributed spatial dimension substantially differs from the control systems with concentrated parameters plants, because in it structurally is solved the task for the corresponding to the plant spatial transition of the controlled distributed variable. The solution of this task is based on the usage of models and filters, included in its structure and algorithm, through which the system has real capability for distributed plants control with the desired quality. In the paper for a particular numeric example is designed fractal predictive system with approximated dimension of the spatial distribution for control the density of transport traffic in highways. The system model is simulated. Illustrated and analyzed are the characteristics of the designed system.

Keywords - Fractional structures with a spatial transition of the projection, predictive systems with distributed parameters, fractional approximated dimension control

1. INTRODUCTION

Known are [1-6] the robust *Smith*-predictors with fractal compensators of delay (*DTC-Dead-Time Compensators*), by which is achieved effectiveness in control of plants with variable delay and plants with distributed parameters.

Present paper aims to improve the robust *Smith*-predictive systems with fractal *DTC* (Fig.1) when applied for control of plants with distributed parameters. The tasks assigned to this paper are to suggest: • improved structure of the robust fractal *Smith*-predictive systems; • method for analytical synthesis of improved system; • numeric example.

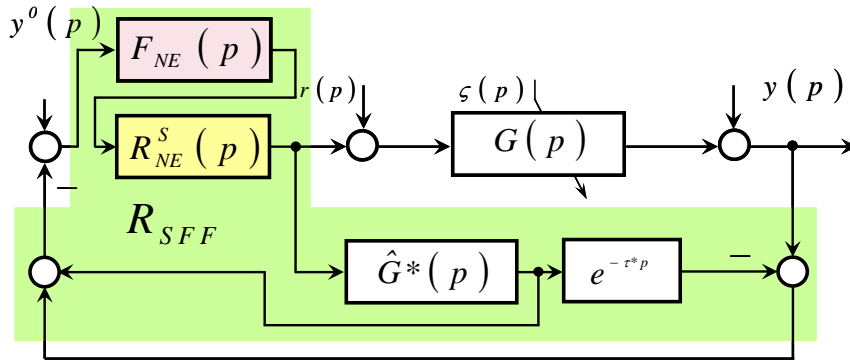


Fig.1

2. DESIGN OF FRACTAL DEAD-TIME COMPENSATORS

The rational approximation algorithm of the physically realizable *DTC-filter* F_{NE} (1) is projected analytically according to the algorithm for analytical synthesis presented in Tab.1. This algorithm realizes *polynomial recursive approximation* approach for rational approximation of the fractal operator with criterion *adequacy of the frequency responses in a predefined range*. Suggested is a new structure (Fig.3) of R_{NE}^{SFF} - *non-integer order system* for highway traffic control, substantially different from system presented on Fig.2. Similarly here again the controlled distributed value is the density $\rho_i(i, p)$ of the vehicle traffic in any technologically defined position on the highway. Control value is the density $\rho_{entree}(0)$ of the traffic on the highway entrance ($x=0$). It is uniquely determined function of the productivity and number of the operating crossing barriers on the highway entrance, denoted by „•”. Unlike the R_{NE}^{SFF} - *system* (Fig.2), in the control algorithm and structure of the R_{NE}^{SFF} -*system* (Fig.3) are included: $\Phi_{SFF,i}^*$ -*models*, ξ -*filters* D_i^ξ , x - *filters* D_i^x , and by using them and *approximated dimension* of the R_{NE}^{SFF} -*system distribution*.

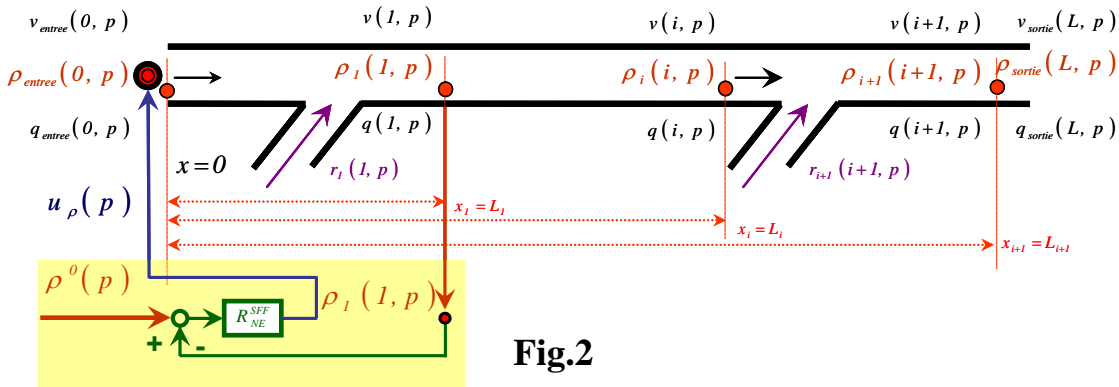


Fig.2

3. $\Phi_{SFF,i}^*$ -MODELS

These $\Phi_{SFF,i}^*$ -*models* (2) correspond to one-dimensional hypothetical feedback system (from the class of presented on Fig.2 system) for control of nominal models G_i^* of the traffic density at a particular positions on the highway (selected in accordance with its particular specifics, for example the input-output ramps) at distances L_i from its entrance.

$$F_{NE} \hat{=} F_{\tau} D_{app}^{\zeta} \quad (1)$$

$$\Phi_{SFF,i}^* = R_{NE}^{SFF} G_i^* (I + R_{NE}^{SFF} G_i^*)^{-1}, \quad (i \geq 2) \quad (2)$$

$$R_{SFF} = \frac{R_{NE}^S F_{NE}}{I + R_{NE}^S \hat{G}^* (I - F_{NE}^2 e^{-p \tau^*})}, \quad (3)$$

$$\left(R_{NE}^S \begin{matrix} \Leftrightarrow \\ \{PM; GM = const\} \end{matrix} \hat{G}^* \right)$$

$$R_{NE}^{SFF} = \frac{(ID)_{app}^{\alpha} F_{NE}}{I + (ID)_{app}^{\alpha} \hat{G}^* (I - F_{NE}^2 e^{-p \tau^*})}, \quad (4)$$

$$\left((ID)_{app}^{\alpha} \begin{matrix} \Leftrightarrow \\ \{PM; GM = const\} \end{matrix} \hat{G}^* ; F_{NE} \hat{=} F_{\tau} D_{app}^{\zeta} \Leftrightarrow G^* \right)$$

$$0 \text{ km/h} \leq v_j \leq 160 \text{ km/h}; \quad (5)$$

$$0.15 \leq \rho^0 \leq 0.4956; \quad 0 \text{ km} \leq L \leq 6 \text{ km}$$

Tab.1

initial conditions

considered that is known a nominal $G^*(j\omega) = \hat{G}^*(j\omega) \exp(-j\omega\tau^*)$ model of the plant with: analytical n^{th} order model with rational and irrational components; cutoff frequency value ω_c^* ; value of $arg(G^*(j\omega_c^*))$ - frequency response at frequency ω_c^* ; delay τ^* value in the irrational component

criterion

the criterion for approximation of $F_{NE}(j\omega) = F_{\tau} D_{app}^{\zeta}(j\omega)$ is $^{\circ}$ adequacy of the frequency responses $^{\circ}$ of the rational system $F_{\tau} D_{app}^{\zeta}(j\omega)$ and the frequency responses of the irrational component of nominal plant model in the predefined frequency range $\Delta\omega$

$$\left| \exp(-j\omega\tau^*) F_{\tau}(j\omega) D_{app}^{\zeta}(j\omega) \right| = 1, \quad \angle \left(\exp(-j\omega\tau^*) F_{\tau}(j\omega) D_{app}^{\zeta}(j\omega) \right) = 0,$$

$$\forall \omega \in [\omega_1, \omega_2], (\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1) \quad \forall \omega \in [\omega_1, \omega_2], (\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1)$$

approximation algorithm

- determined is the order ζ of $D_{app}^{\zeta}(j\omega)$ and the time-constant τ_F of F_{τ} on the basis of the dependencies:

$$\zeta \equiv \left(-arg(G^*(j\omega_c^*)) / (\pi/2) \right) \rightarrow D_{app}^{\zeta}(j\omega) = \left(j\omega \omega_{ud}^{-1} \right)^{(\zeta)}$$

$$\tau_F \equiv \tau^* \rightarrow F_{\tau}(j\omega) = (1 + j\omega)(1 + j\omega\tau^*)^{-1}$$

- determined is the frequency ω_u of $D_{app}^{\zeta}(j\omega)$, $|D_{app}^{\zeta}(j\omega_u)| = 1$ according to dependency: $1000\omega_c^* \leq \omega_u \leq 2000\omega_c^*$

- after that in parallel are applied the requirements $\zeta = \log \lambda (\log(\lambda \eta))^{-1}$; $\lambda \eta = 3,58$ and from them are determined the values of λ and η , and then by using the values of ω_u , λ , η are calculated the recursive parameters of the approximation $D_{app}^{\zeta}(j\omega)$ as follows:

$$\omega_A = 0,10 \omega_u; \quad \omega_B = 10,00 \omega_u; \quad \omega_b = 0,2 \omega_u = 0,02 \omega_u; \quad \omega_h = 1,2 \omega_B = 12,00 \omega_u$$

$$\omega_1 = \lambda^{-0,5} \omega_u; \quad \omega_l = \lambda^{+0,5} \omega_u; \quad \omega_N = \eta^{-0,5} \omega_h = \eta^{-0,5} 12,00 \omega_u$$

$$(1) F_{NE}(j\omega) \hat{=} F_{\tau} D_{app}^{\zeta} \equiv \frac{(1 + j\omega)}{(1 + j\omega\tau^*)} \left(\frac{\omega_u}{\omega_h} \right)^{\zeta} \prod_{i=1}^N \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_i} \right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_i} \right)^{-1}$$

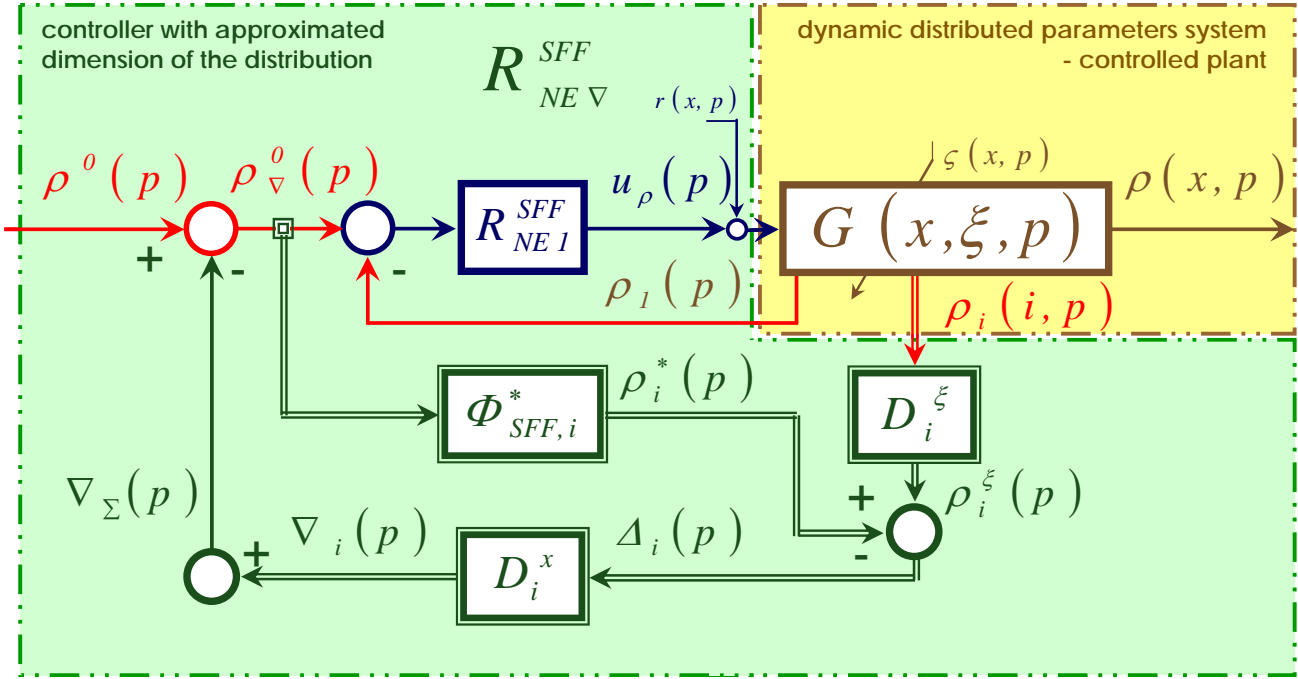


Fig.3.a

The complex non-integer-order controllers $R_{NE,i}^{SFF}$ (3), (4), (5) in the structure of $R_{NE,\nabla}^{SFF}$ (Fig.3) are with zero-dimension of the distribution and are designed in the class of **Smith-predictors** of non-integer order α with fractal robust **DTC-filters** $F_{NE,i}$.

The filters $F_{NE,i}$ approximate rationally, in a restricted frequency range, an operators for fractional-order ζ differentiation (6), (7) as fulfillment of the requirement (8) for time delay compensation.

In the $R_{NE,i}^{SFF}$ (9) design to the corresponding nominal models $G_i^*(i, p)$ (10) at a particular plant positions i for the corresponding distances are applied the criterions **vertical profile** and **adequacy of the frequency responses in a predefined range** [5].

The input reference value ρ^0 is the same to the main $R_{NE,1}^{SFF}$ ($i=1$) controller, as to the rest complex $R_{NE,i}^{SFF}$, ($i \geq 2$) controllers in the nominal models $\Phi_{SFF,i}^*$ of the control system. The main controller $R_{NE,1}^{SFF}$ (the closest to the highway entrance) generates the control input u_{ρ} (a concentrated value) to the system at the entrance of the highway.

$$D^{\zeta}(j\omega) = (j\omega \omega_{nd}^{-1})^{(\zeta)}, (\omega_{nd} = T_d^{-1(\zeta)}) \quad (6)$$

$$D^{\zeta}(j\omega) \cong D_{app}^{\zeta}(j\omega), \forall \omega \in [\omega_a, \omega_b] \quad (7)$$

$$e^{-p\tau} F_{NE}(p) \cong 1 \quad (8)$$

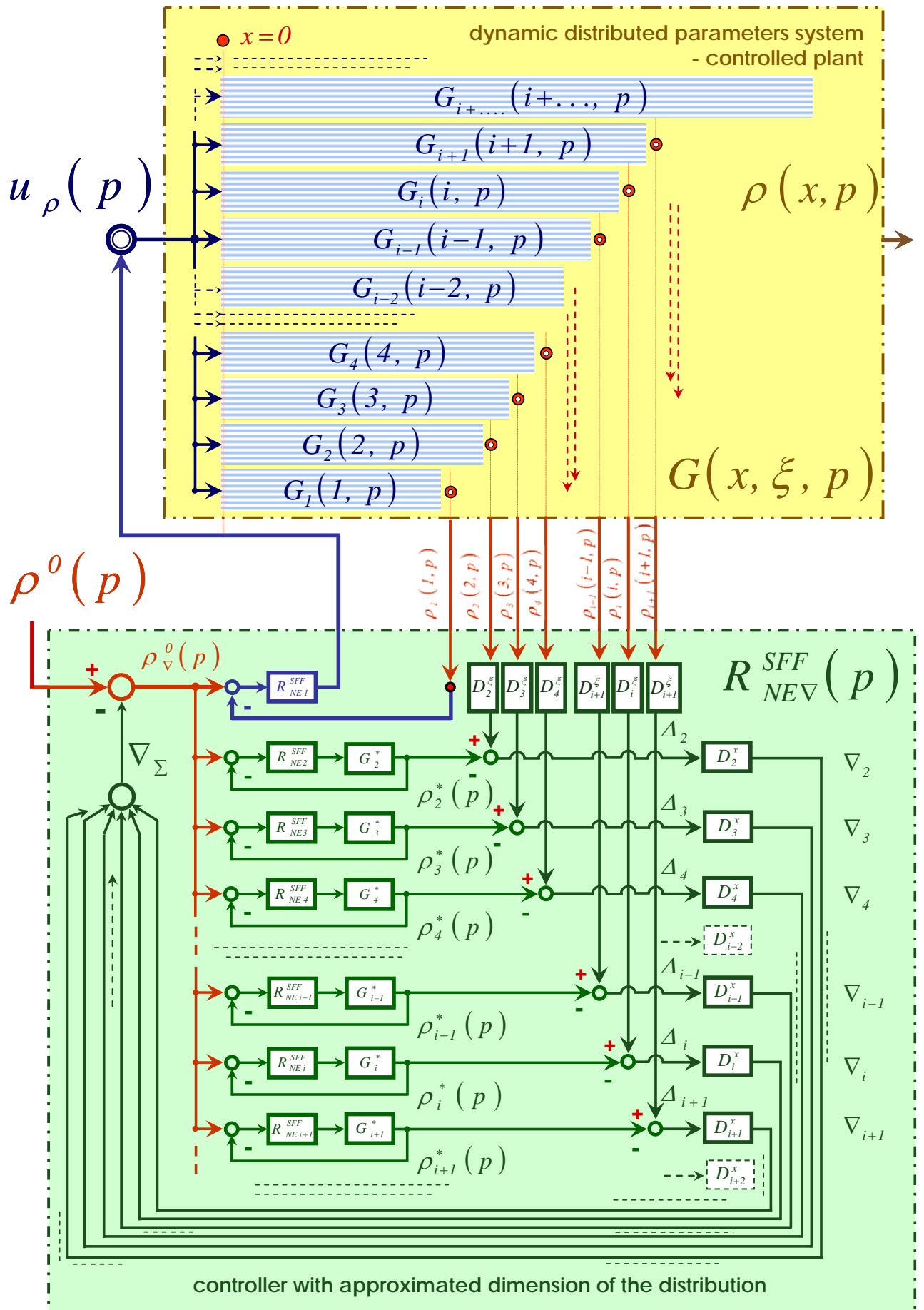


Fig.3.b

4. ξ -FILERS D_i^ξ

The really measured traffic densities $\rho_i(i,p)$ at the corresponding positions i on the highway (Fig.3) are transformed in scalar values $\rho_i^\xi(p)$ by using the ξ -*filters* D_i^ξ (11). By its characteristics, the ξ -*filters* D_i^ξ operate as «*spatial transition of the projection*». ξ -*filters* are a core of the control system, which is independent of dimension and the input spatial variable, it depends only to the output spatial variable ξ of the distributed system. They are intended to the achievement of *approximated spatial dimension of the distribution* of the controller $R_{NE\nabla}^{SFF}(p)$ to the controlled plant $G(x,\xi,p)$. On this basis, the ξ -*filters* D_i^ξ design is made according to the values of the time-constants $T_{q,i}$ and $T_{r,i}$ (12) and is realized in accordance with (11).

5. x -FILERS D_i^x

The differences Δ_i (13) between the "concentrated" output values ρ_i^* of the models $\Phi_{SFF,i}^*$ (Fig.3) on the one hand and the transformed into scalars values $\rho_i^\xi(p)$ of the really measured, at the corresponding positions i on highway, traffic densities $\rho_i(i,p)$, form the input variables of x -*filters* D_i^x (14) *for approximated spatial dimension of the distribution* of controller $R_{NE\nabla}^{SFF}$ in the control system to the plant under control. By its characteristics, x -*filters* D_i^x operate as «*spatial transition of the projection*». They are a core of the control system, which is independent of the input spatial variables, it depends solely and only to the spatial variable x . On this basis, x -*filters* D_i^x design is made in accordance with the values of the time-constants $T_{\kappa,i}$ and $T_{l,i}$ (15).

$$R_{NE,i}^{SFF}(p) = \frac{(ID)_{app,i}^\alpha F_{NE,i}(p)}{1 + (ID)_{app,i}^\alpha \hat{G}_i^*(p)(1 - F_{NE,i}^2(p)e^{-p\tau^*})} \left((ID)_{app,i}^\alpha \Leftrightarrow \hat{G}_i^* ; F_{NE,i} \hat{=} F_\tau D_{app,i}^\xi \Leftrightarrow G_i^* \right) \quad (9)$$

$$G_i^*(i,\xi,p) \hat{=} \frac{k(i,\xi,v_f,\rho_0)}{(T(i,\xi,v_f,\rho_0)p+1)} e^{-\tau(i,\xi,v_f,\rho_0)p} \quad (10)$$

$$D_i^\xi(p) = \rho_i(i,p) / \rho_i^\xi(p) = (T_q p + 1)(T_r p + 1)^{-1}, (i \geq 2) \quad (11)$$

$$T_{q,i} \geq \tau_i^* ; T_{r,i} = \tau_i^* \hat{=} T_{q,i}, (i \geq 2) \quad (12)$$

$$\Delta_i(p) = \rho_i^\xi(p) - \rho_i^*(p), (i \geq 2) \quad (13)$$

$$D_i^x(p) = \nabla_i(p) / \Delta_i(p) = (T_\kappa p + 1)(T_l p + 1)^{-1}, (i \geq 2) \quad (14)$$

$$T_{\kappa,i} \geq 10 L, sec ; T_{l,i} = \tau_i^* \ll T_{\kappa,i}, (i \geq 2) \quad (15)$$

6. CONTROLLER WITH APPROXIMATED SPATIAL DIMENSION OF THE DISTRIBUTION

By using the D_i^x outputs $\nabla_i, (i \geq 2)$, additively correcting the reference value ρ^0 by subtraction of ∇_Σ (16), in the $R_{NE\nabla}^{SFF}$ -system (Fig.3), is achieved *approximated dimension of*

the distribution of the controlling component R_{NEV}^{SFF} (**controller with approximated spatial dimension of the distribution**) and of the controlled dynamic system (the traffic). The controller R_{NEV}^{SFF} generates control input u_ρ , which is concentrated by its nature, and is described analytically by (17)÷(22), but detects and effectively corrects the changes and disturbances in the system with spatial distribution of the parameters. That is possible by using the $\Phi_{SFF,i}^*$ -**models**, ξ -**filters** D_i^ξ and x -**filters** D_i^x in the structure of R_{NEV}^{SFF} .

$$\nabla_\Sigma(p) = \sum_i \nabla_i(p), \quad (i \geq 2) \quad (16)$$

$$u_\rho = \rho_v^0 R_{NE1}^{SFF} \quad (17)$$

$$\rho_v^0 = \rho^0 - \sum_{l=2}^i \nabla_l \quad (18)$$

$$\nabla_l = \left(D_l^\xi \rho_l(l,p) - \rho_v^0 R_{NE1}^{SFF} G_l^* (I + R_{NE1}^{SFF} G_l^*)^{-1} \right) D_l^x \quad (19)$$

$$\rho_v^0 = \left(\rho^0 - \sum_{l=2}^i D_l^\xi D_l^x \rho_l(l,p) \right) \left(I - \sum_{l=2}^i D_l^x R_{NE1}^{SFF} G_l^* (I + R_{NE1}^{SFF} G_l^*)^{-1} \right)^{-1} \quad (20)$$

$$u_\rho = \left(\rho^0 - \sum_{l=2}^i D_l^\xi D_l^x \rho_l(l,p) \right) R_{NE1}^{SFF} \left(I - \sum_{l=2}^i D_l^x R_{NE1}^{SFF} G_l^* (I + R_{NE1}^{SFF} G_l^*)^{-1} \right)^{-1} \quad (21)$$

$$u_\rho = \left(\rho^0 - \sum_{l=2}^i D_l^\xi D_l^x \rho_l(l,p) \right) (ID)_{app,1}^\alpha F_{NE,1} \left(\left(I - \sum_{l=2}^i D_l^x R_{NE1}^{SFF} G_l^* (I + R_{NE1}^{SFF} G_l^*)^{-1} \right) \left(I + (ID)_{app,1}^\alpha \hat{G}_l^* (I - F_{NE,1}^2 e^{-\rho^*}) \right) \right)^{-1} \quad (22)$$

7. NUMERIC EXAMPLE, ANALYSIS AND QUANTITIVE ESTIMATION OF THE QUALITY

In the range of parametric fluctuations (5), are designed the components: • R_{NEi}^{SFF} **Smith-predictors** of non-integer order α with fractal robust **DTC-filters** F_{NEi} of fractal order ζ according to (9); • $\Phi_{SFF,i}^*$ -**models** according to (2); ξ -**filters** D_i^ξ in accordance with (11), (12); x -**filters** D_i^x according to (14), (15), in general structure (Fig.3) of the predictive R_{NEV}^{SFF} -**system with approximated dimension of the distribution** for traffic control.

Designed R_{NEV}^{SFF} -**system** is modeled. For a particular numeric example with mode dependent change of the reference input value ρ^0 to the system and the disturbance input r_i , fed simultaneously to five neighbor positions $i \div (i+4)$ at the highway, on Fig.4 as results from the simulation of the designed R_{NEV}^{SFF} -**system** model are presented: • the corrections $\nabla_i \div \nabla_{i+4}$, generated by R_{NEV}^{SFF} -**system** additively with opposite sign to the input reference value ρ^0 from R_{NEV}^{SFF} to form the corresponding operating reference ρ_v^0 to the compound controllers R_{NEV}^{SFF} ; • the resulting reference values $\rho_i^0 \div \rho_{i+4}^0$ to the main and to the compound controllers in the R_{NEV}^{SFF} -**system**, corresponding to the corrections $\nabla_i \div \nabla_{i+4}$; • the summarized additive

$$\nabla_\Sigma = \nabla_i + \nabla_{i+1} + \nabla_{i+2} + \nabla_{i+3} + \nabla_{i+4}$$

correction (16), by which the $R_{NE \nabla}^{SFF}$ -**system with approximated dimension of the distribution** compensates the disturbances r_i by using corresponding corrections in the input reference value ρ^0 to ρ_{∇}^0 ; • resulting operative reference value ρ_{∇}^0 as result of the summarized additive correction ∇_{Σ} to the compound controllers of $R_{NE \nabla}^{SFF}$.

In general the processes, presented on Fig.4, illustrate the operation „technology” of the $R_{NE \nabla}^{SFF}$ -**system with approximated dimension of the spatial distribution**. The system (Fig.3) realizes partly (and in this sense approximately) an equivalent spatial dimension of the $R_{NE \nabla}^{SFF}$ -**controller** and of the controlled plant. Fully equivalent dimension of the controlled and controlling components of the system is unachievable.

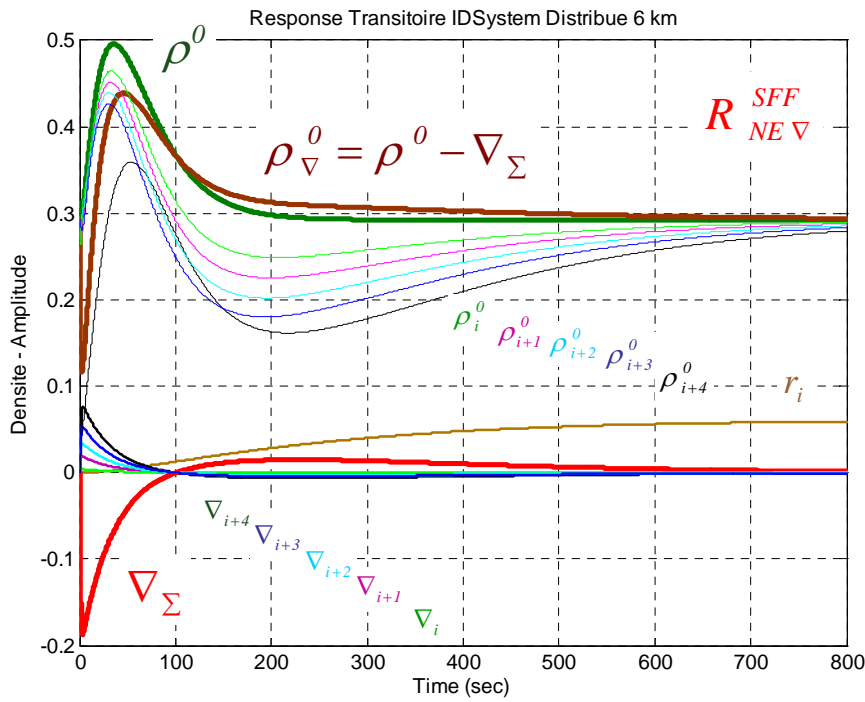


Fig.4.a

The main responses of the $R_{NE \nabla}^{SFF}$ -**system with approximated dimension of the spatial distribution** (Fig.3), through results from the model simulation, are presented on Fig.5 and Fig.6 as follows:

- on Fig.5.a - step response $\rho_i(t, \zeta)$ of the traffic density in the closed-loop system $\Phi_{NE \nabla}^{SFF}(t, \zeta)$, including the nominal $\rho_i^*(t)$, of step input reference $\rho^0 = 0.45$, with load r_i with positive and negative sign, applied separately to the positions in the highway at distances 2^d, 3^d, 4th, 5th and 6th kilometer from the entrance;
- on Fig.5.b - step response $\rho_i(t, \zeta)$ of the traffic density in the closed-loop system $\Phi_{NE \nabla}^{SFF}(t, \zeta)$, including the nominal $\rho_i^*(t)$, with mode dependent change of the reference ρ^0 , simulating peak traffic modes, with load r_i , applied separately to the positions in the highway at distances 2^d, 3^d, 4th, 5th and 6th kilometer from the entrance;
- on Fig.6.a,b - step response $\rho_i(t, \zeta)$ of the traffic density in the closed-loop system $\Phi_{NE \nabla}^{SFF}(t, \zeta)$, including the nominal $\rho_i^*(t)$, of step input reference $\rho^0 = 0.45$, with variable

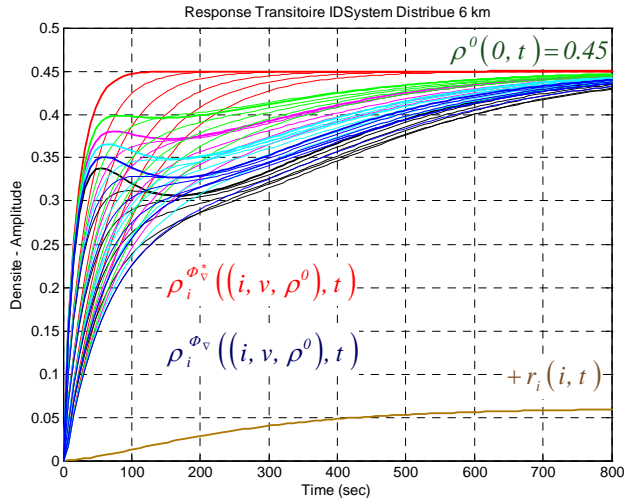


Fig.4.b constant, mode dependent input reference
 nominal system without load
 with load on the 2d km; with load on the 3d km;
 with load on the 4th km; with load on the 5th km;
 with load on the 6th km; positive load

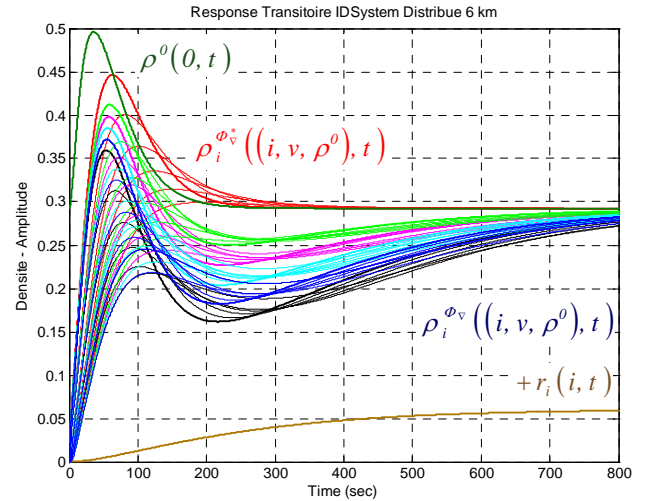


Fig.4.c variable, mode dependent input reference
 nominal system without load
 with load on the 2d km; with load on the 3d km;
 with load on the 4th km; with load on the 5th km;
 with load on the 6th km; positive load

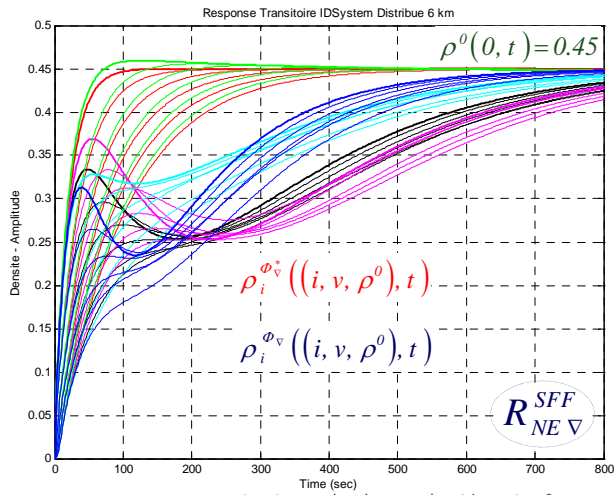


Fig.6.a constant, mode dependent input reference
 nominal system without load
 with load on the 2d km; with load on the 3d km;
 with load on the 4th km; with load on the 5th km;
 with load on the 6th km; position dependent load

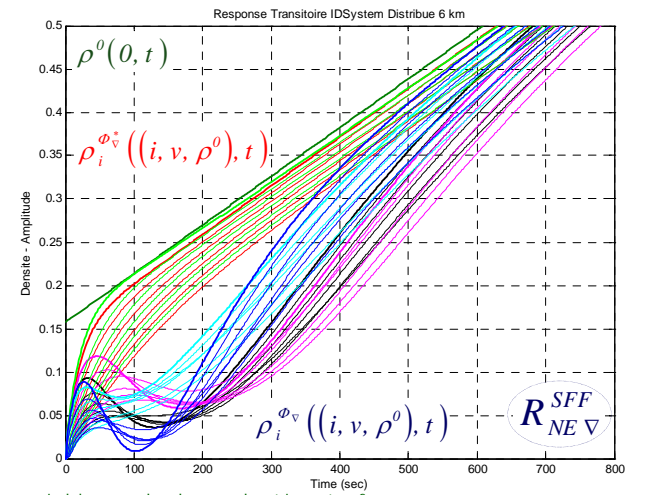


Fig.6.b variable, mode dependent input reference
 nominal system without load
 with load on the 2d km; with load on the 3d km;
 with load on the 4th km; with load on the 5th km;
 with load on the 6th km; position dependent load

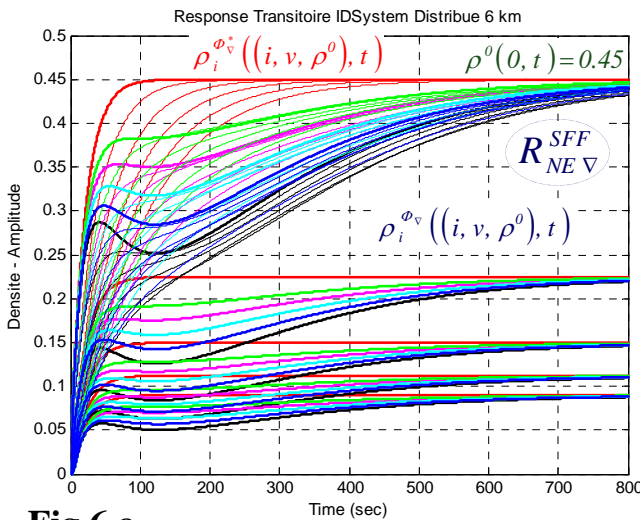


Fig.6.c constant, mode dependent input reference
 nominal system without load
 with load on the 2d km; with load on the 3d km;
 with load on the 4th km; with load on the 5th km;
 with load on the 6th km; positive load

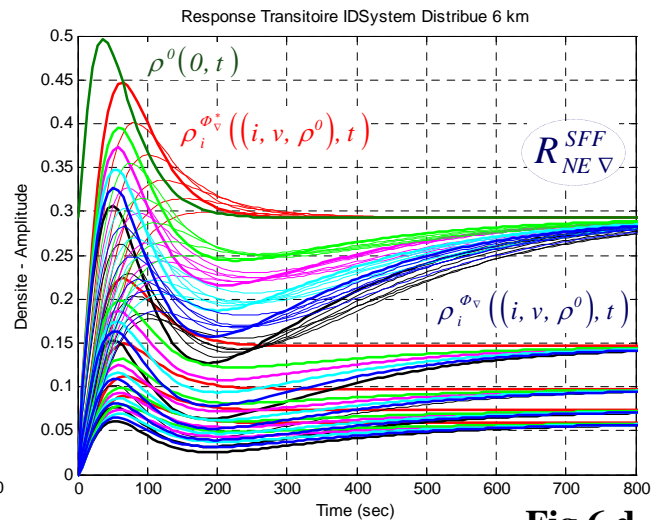


Fig.6.d variable, mode dependent input reference
 nominal system without load
 with load on the 2d km; with load on the 3d km;
 with load on the 4th km; with load on the 5th km;
 with load on the 6th km; positive load

load r_i , applied simultaneously to the positions in the highway at distances 2^d , 3^d , 4^{th} , 5^{th} and 6^{th} kilometer from the entrance;

- on Fig.6.c - step response $\rho_i(t, \zeta)$ of the traffic density in the closed-loop system $\Phi_{NEV}^{SFF}(t, \zeta)$, including the nominal $\rho_i^*(t)$, with mode dependent change of the reference input value ρ^o , simulating peak traffic modes, with variable load r_i , applied simultaneously to the positions in the highway at distances 2^d , 3^d , 4^{th} , 5^{th} and 6^{th} kilometer from the entrance;

- on Fig.6.d - step response $\rho_i(t, \zeta)$ of the traffic density in the closed-loop system $\Phi_{NEV}^{SFF}(t, \zeta)$, including the nominal $\rho_i^*(t)$, with mode dependent change of the reference input value (input signal) ρ^o in the described conditions for the possible fluctuation in the initial conditions.

8. CONCLUSION

The claims of this first part of the elaboration are expressed by suggested new structure (Fig.3) of the non-integer order R_{NEV}^{SFF} - **system** for control of plants with distributed parameters (highway traffic) and analytical synthesis of the improved system.

Examination of the basic characteristics, estimation of the applicability and analysis of the efficiency of the non-integer order R_{NEV}^{SFF} - **systems** are object of the second part of the present elaboration.

REFERENCES

1. Boucher P., D. Dimur (2006), *La commande prédictive*, © Hermès-Lavoisier, 2006, p. 230
2. Butkovskiy, A. G. (1969). *Distributed control systems*. © American Elsevier Publishing Company, p. 310
3. Camacho E. F., C. Bordons (2004), *Model Predictive Control*, second ed., © Springer-Verlag, 2004, p. 326
4. Maciejowski J. M. (2002), *Predictive Control with Constraints*, © Prentice Hall, London, p. 514
5. Nikolov E. (2010), *Robust Fractional Control (Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems)*, Sofia 2010, © 2010 Ed. of Technical University Sofia, ISBN 978-954-438-851-5, p. 375
6. Palmor Z. J. (1996), *The Control Handbook, Time Delay Compensation: Smith Predictor and its Modifications*, © CRC Press and IEEE Press, 1996, p. 320

Автори: Емил Николов, проф. дтн, E-mail address: nicoloff@tu-sofia.bg; доц. д-р, Нина Г. Николова, E-mail address: ninan@tu-sofia.bg; маг. инж. докт. Василка Стоилова, E-mail address: vassilkaturtledove@gmail.com; маг. инж. Борис Грасиани, E-mail address: bgrasiani@abv.bg - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София

Постъпила на 20.11.2012

Рецензент чл. кор. проф. дтн П. Петков

ГЕОМЕТРИЧЕН СИНТЕЗ НА МЕСТОПОЛОЖЕНИЕТО НА ДОПЪЛНИТЕЛНАТА МАСА ВЪРХУ ТЪНКОСТЕННА ПЛОЧА С ЦЕЛ ИЗМЕНЕНИЕ НА ОПРЕДЕЛЕНИ СОБСТВЕНИ ЧЕСТОТИ ПРИ РАЗЛИЧНИ ГРАНИЧНИ УСЛОВИЯ

Георги Полихронов, Красимир Неделчев, Иван Кралов

Резюме: В работата е изследвано влиянието на местоположението на допълнителна цилиндрична маса върху собствените честоти на правоъгълни тънкостенни метални плочи при шест характерни варианта на закрепване. Това дава възможност въз основа на собствените форми на плочите да се определи положението на допълнителната маса, при което ще се реализира най-голямо изменение на една или няколко от собствените честоти на тънкостенната плоча. Това изменение е необходимо с цел да се избегне близостта на собствени честоти до честотите на източниците на вибрации и звук в механична система.

Ключови думи: собствени честоти, собствени форми, тънка правоъгълна плоча, допълнителна маса, числен анализ.

GEOMETRICAL SYNTHESIS OF THE ADDITIONAL MASS POSITION OVER A THIN PLATE FOR CHANGING SOME OF THE NATURAL FREQUENCIES IN DIFFERENT BOUNDARY CONDITIONS

Georgy Polihronov, Krasimir Nedelchev, Ivan Kralov

Abstract: The influence of the position of the additional mass over the natural frequencies of a thin metal plates is investigated in this study for six different boundary conditions. It is provided a search of the additional mass position for maximal change of the natural frequencies. This is an appropriate way to take natural frequencies of the plate out of the exciting frequencies range and to reduce the vibration and noise level radiating from it.

Keywords: natural frequencies, modal shape, thin metal plates, additional mass, numerical analysis.

1. Въведение

Известно е, че звукът представлява вълново движение в еластична среда [1]. Във всяка машина, апарат или уред има редица източници на трептения, като в редица случаи те са в чуваемия честотен диапазон и следователно са източници на звук [4, 5]. Разпространението му през структурите на машината е известно като структурен шум, а той се предава от корпусните елементи на въздуха и от

там достига до ушите ни. Важни характеристики на корпусните елементи следователно са степените на пропускане и снижаване /усилване/ на преминаващия звук. Когато честотите на източниците на вибрации /звук/ съвпадат с някои от честотите на елементите от конструкцията, последните изпадат в резонанс и увеличават многократно амплитудите на трептенията си. Ако честотите са в чувствения диапазон, те стават силен източник на звукова мощност, която в зависимост от честотата и нивото на звука води до неблагоприятни въздействия върху човешкия организъм. Естественият начин за противодействие на такава ситуация е оптималното отдалечаване на собствените честоти на конструкцията от честотата на източника. Честотата на източника трудно се променя. Следователно за изменение на собствените честоти на конструктивните елементи, при запазване на техните конструктивни, якостни и функционални параметри, е необходимо да се влияе върху геометричните и масови параметри на елементите

Целта на настоящата работа е да се изследва влиянието на мястото на добавяне на малка маса върху тънка метална пластина, така че да се получи максимално изменение на една или няколко от първите четири собствени честоти на елемента.

2. Методика на изследването

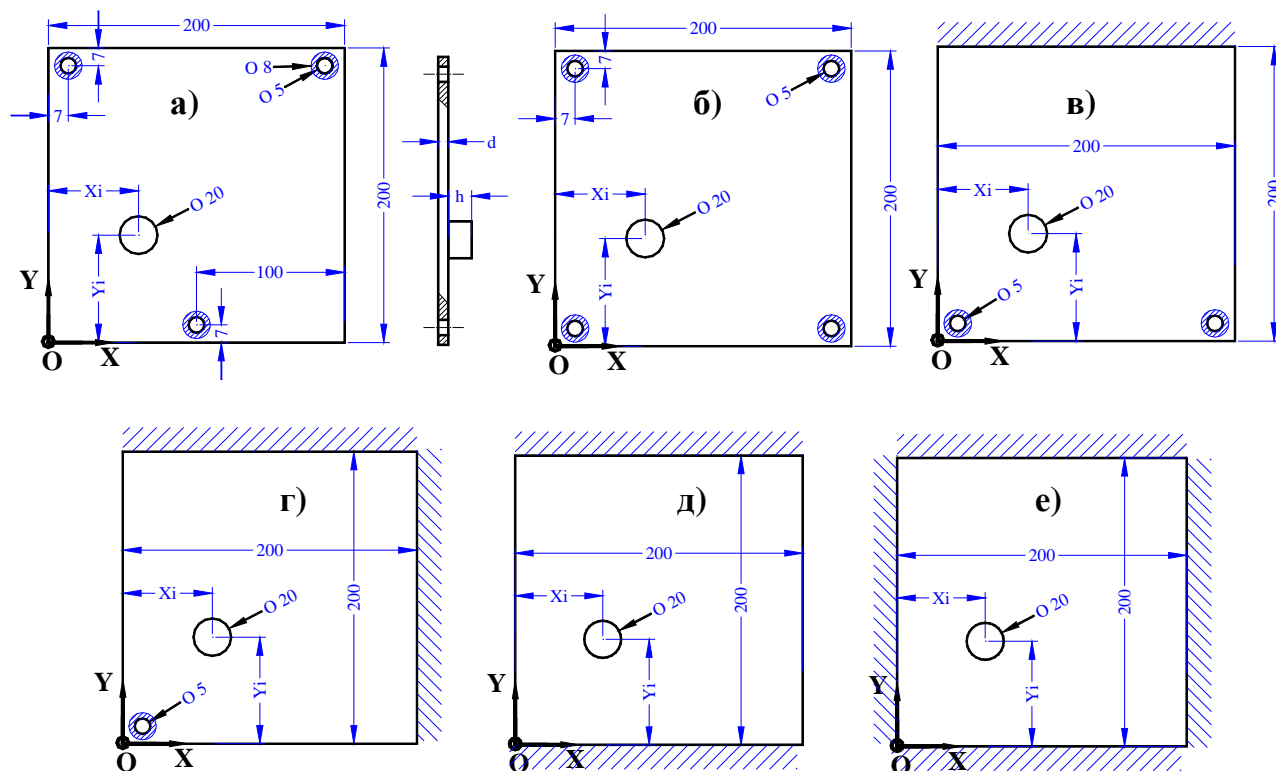
Методиката на изследването е съобразена със съвременните тенденции за изследване на якостните и честотни характеристики на конструктивните елементи. В този случай основните изследвания се извършват числено, а само за някои характерни варианти от численото изследване се прави проверка на съответствието на числените резултати с тези от експерименталното изследване.

В тази работа са изследвани измененията на собствените честоти на правоъгълна плоча с размери 200x200x1 mm за численото и 200x200x0,8 mm за експерименталното изследване, както и аналогичните варианти за числено изследване, необходими за апробация на изследването. Към плочата се присъединява допълнителна маса с форма на правилен цилиндър с височина 10 mm. При шест варианта на гранични условия се променя местоположението на цилиндъра по осите X и Y, както е дадено на фиг.1. При изследването се проследява изменението на първите четири собствени честоти във функция на координатите на цилиндъра върху плочата.

2.1. Числено изследване

Плочата е моделирана в среда на SolidWorks2006, а пресмятанията на собствените честоти и форми е извършено числено с помощта на програмата CosmosWorks2006. Плочата е моделирана като тяло тип черупка (Shell mesh-Thick), тъй като съгласно [6, 7] при изследване на тънкостенни детайли подобри резултати се получават при моделирането им като Shell обекти. В случая разликата в резултатите при представяне на обекта с Shell mesh-Thick или Shell mesh-Thin елементи е под 0.5%. Първият вид на елементите за замрежване на плочата дава резултати по-близки до експерименталните. Моделът с допълнителната цилиндрична маса е моделиран с Solid и Shell елементи [6, 7]. Цилиндричната маса е моделирана със Solid елементи, а пластината с Shell елементи и зададена твърда връзка между тях. За замрежването на модела са използвани

вградените алгоритми за оптимизиране на замрежването без ръчна корекция. Закрепването на винтовете се представя като закрепване тип „No translation” по повърхнина с форма на диск с диаметри $\varnothing 5$ – вътрешен и $\varnothing 8$ – външен по една от челните повърхнини на отворите. Закрепването се осъществява само по една от челните повърхнини, тъй като това не се отразява върху резултатите от численото изследване. Закрепването на пластините тип „запъване” се представя като закрепване тип „No translation” по странична повърхнина.



Фиг.1. Варианти на граничните условия, при които е изследвано влиянието на разположението на допълнителна маса върху пластината.

Основните изследвания са направени с дебелина на пластината 1 mm, радиус на цилиндъра 10 mm и височина 10 mm. За сравнение с експерименталните данни е изследвана и пластина с дебелина 0.8 mm, радиус на цилиндъра 9 mm и височина 10 mm. Основните параметри на материала използван при численото изследване са: $E_x = 2.1e11$ Pa, $\mu_{xy}=0.29$, $G_{xy}=7,7e10$ Pa, $\rho=7900$ kg/m³.

Центърът на допълнителната маса се поставя, така че координатите му да се изменят по X и Y със стъпка 25 mm, а на характерни зони и със стъпка 10 и 15 mm. За всяко положение се определят първите четири собствени честоти и се изчислява процентното им изменение спрямо тези на пластината без маса.

2.2. Експериментално изследване

Въз основа на численото изследване са установени зоните от плочите, в които има най-голямо изменение на една или няколко от собствените честоти на плочите при различните варианти на гранични условия. За вариант б) на закрепване на плочата е направен натурален експеримент, при който са определени собствените честоти на плочата без маса и с маса. Масата е фиксирана към пластината чрез залепване. Координатите на масовия център на масата в равнината OXY

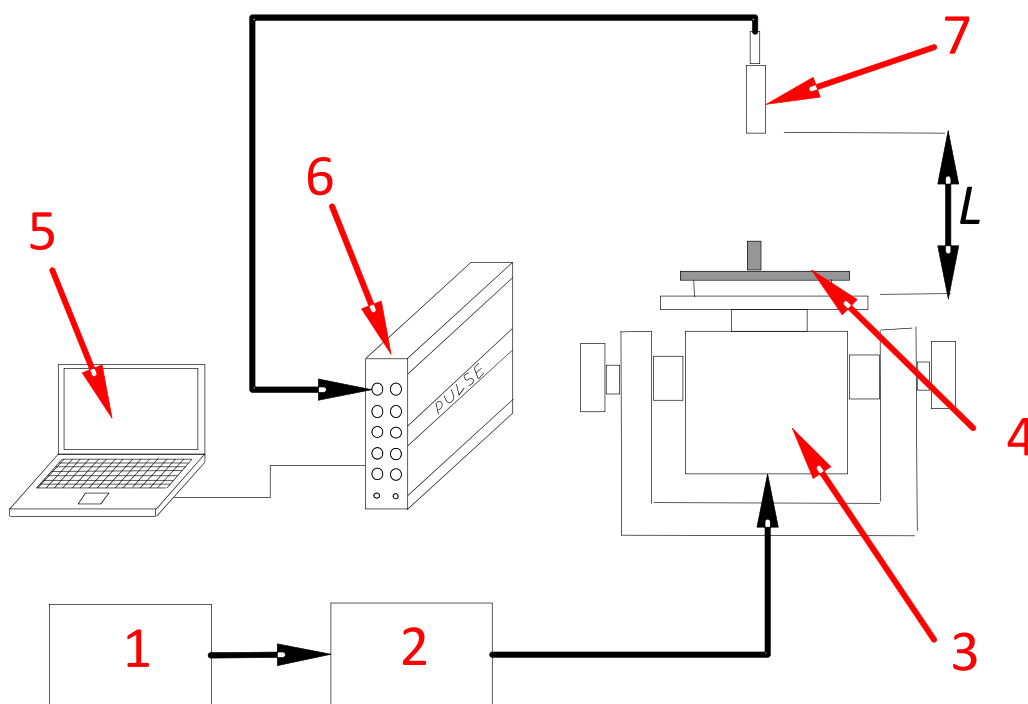
се намират в зоната, определяща най-голямо изменение на собствените честоти на системата и са: $X=29$ mm и $Y=100$ mm. При това разположение най-голямо е изменението на втората собствена честота.

Експерименталната постановка е реализирана от източник на принудени трептения и преобразувател за регистриране на изменението на звуковото налягане.

Пластината се поставя на електродинамичен вибратор, който се управлява от генератор, чрез който се променя плавно честотата на трептене.

Пластината се монтира неподвижно върху електродинамичния вибратор (фиг.2). Микрофонът е монтиран на стойка над пластината на разстояние $L=10$ см. След това с помощта на генератора на синусоидални трептения се променя плавно честотата на трептене на изследвания обект и едновременно с това се измерва изменението на FFT спектъра на звуковото налягане над пластината с помощта на микрофона.

Въз основа на измерения FFT спектър на звуковото налягане се определя собствената честота на изследваният обект. Използваната измервателна апаратура е пет канална мобилна цифрова система "Pulse 3560B-30" за измерване на вибрации и шум, производство на фирмата Brüel&Kær - Дания, с работна честотна лента 0–25 400 Hz и микрофон № 4144 – Brüel&Kær, с честотен обхват 10-10000 Hz.



Фиг.2. Схема на експерименталната постановка

- 1 – генератор на синусоидален сигнал; 2 – усилвател на мощност;
3 – електродинамичен вибратор; 4 – изследвана пластина; 5 – мобилен компютър;
6 – виброакустичен усилвател; 7 – микрофон

3. Резултати от изследването

3.1. Числени резултати

Представени са само резултатите от численото изследване на г) вариант на закрепване на плочата. На фиг.2 са показани собствените форми, а в табл.1, табл.3,

табл.5 и табл.7 получените резултати за изменението на собствените честоти при изменение на местоположението на допълнителната маса върху пластината. В табл.2, табл.4, табл.6 и табл.8 са представени резултатите от процентното изменение на собствените честоти спрямо честотите на пластината без допълнителна маса. В тях се вижда, че при намаляване на собствената честота процентното изменение е със знак плюс, докато при увеличаване на собствената честота - със знак минус. В таблиците с X и Y са обозначени координатите на точките, в които се поставя масата при различните варианти на числено изследване.

Таблица 1

Freq 1		X, mm								
Hz		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	150.56	125.23	120.99	116.61	116.03	116.59	120.75	125.73	129.86
	40	125.19	122.68	118.75	116.40	116.48	117.35	121.50	126.14	130.33
	65	121.10	118.69	115.99	115.29	115.96	117.56	121.68	126.02	129.93
	90	116.86	116.36	115.54	116.00	117.03	118.89	122.86	126.72	129.68
	100	116.15	116.35	115.92	116.93	117.86	119.83	123.73	126.88	129.16
	115	116.70	117.54	117.70	118.76	119.86	121.63	125.01	127.31	128.56
	140	120.76	121.44	121.89	123.13	123.78	125.14	126.80	127.70	127.97
	165	125.82	125.88	125.99	126.51	126.88	127.21	127.65	127.54	127.15
185	129.96	130.19	130.41	129.54	129.36	128.69	127.90	127.33	126.97	

Таблица 2

Freq 1		X, mm								
%		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	-18.36	1.56	4.89	8.33	8.79	8.35	5.08	1.16	-2.08
	40	1.59	3.56	6.65	8.50	8.43	7.75	4.49	0.84	-2.45
	65	4.80	6.70	8.82	9.37	8.84	7.59	4.35	0.94	-2.14
	90	8.14	8.53	9.17	8.81	8.00	6.54	3.42	0.39	-1.94
	100	8.69	8.54	8.88	8.08	7.35	5.80	2.74	0.26	-1.53
	115	8.26	7.60	7.48	6.64	5.78	4.39	1.73	-0.08	-1.06
	140	5.07	4.54	4.18	3.21	2.70	1.63	0.32	-0.39	-0.60
	165	1.09	1.05	0.96	0.55	0.26	0.00	-0.35	-0.26	0.05
185	-2.16	-2.34	-2.52	-1.83	-1.69	-1.16	-0.54	-0.09	0.19	

Таблица 3

Freq 2		X, mm								
Hz		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	198.85	177.49	164.39	158.21	157.08	156.95	163.30	174.40	185.16
	40	177.80	177.93	173.87	170.41	169.38	169.48	171.73	176.76	183.14
	65	163.48	173.36	177.25	177.05	176.49	175.90	176.52	178.09	180.36
	90	157.37	169.91	176.55	179.64	179.34	178.82	178.42	177.78	178.12
	100	156.44	168.86	176.45	179.38	179.41	178.93	178.31	177.91	178.12
	115	156.80	168.67	175.63	178.99	179.21	178.96	178.05	177.81	178.05
	140	162.67	171.42	176.08	177.94	178.39	178.00	177.94	177.78	177.49
	165	173.54	176.79	178.18	178.66	178.26	178.02	177.59	177.81	177.87
185	183.64	183.33	179.56	178.49	178.01	177.97	177.60	177.68	177.58	

Таблица 4

Freq 2		X, mm								
%		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	-12.31	-0.25	7.15	10.64	11.28	11.35	7.77	1.50	-4.58
	40	-0.42	-0.50	1.80	3.75	4.33	4.28	3.00	0.16	-3.44
	65	7.66	2.08	-0.11	0.00	0.32	0.65	0.30	-0.59	-1.87
	90	11.12	4.03	0.28	-1.46	-1.29	-1.00	-0.77	-0.41	-0.60
	100	11.64	4.63	0.34	-1.32	-1.33	-1.06	-0.71	-0.49	-0.60
	115	11.44	4.73	0.80	-1.10	-1.22	-1.08	-0.56	-0.43	-0.56
	140	8.12	3.18	0.55	-0.50	-0.76	-0.54	-0.50	-0.41	-0.25
	165	1.98	0.15	-0.64	-0.91	-0.68	-0.55	-0.30	-0.43	-0.46
185	-3.72	-3.55	-1.42	-0.81	-0.54	-0.52	-0.31	-0.36	-0.30	

Таблица 5

Freq 3		X, mm								
Hz		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	283.70	272.10	262.01	257.75	256.98	257.07	260.85	270.79	275.52
	40	272.73	277.93	274.75	270.46	269.82	269.83	274.05	278.84	276.74
	65	261.91	274.68	276.51	269.23	266.87	265.37	267.96	274.02	275.94
	90	257.31	270.40	269.23	256.91	253.27	250.13	253.28	266.03	277.06
	100	257.00	269.67	267.05	252.82	248.94	245.36	249.65	263.95	276.98
	115	257.73	270.05	265.15	250.11	245.66	242.53	247.79	263.05	277.15
	140	260.67	274.31	268.45	254.24	249.83	247.87	254.54	268.49	276.51
	165	271.48	278.41	274.03	266.00	263.78	263.62	268.58	274.04	274.90
185	276.16	276.07	276.35	277.28	277.58	277.37	276.38	275.20	273.54	

Таблица 6

Freq 3		X, mm								
%		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	-4.31	-0.04	3.67	5.23	5.52	5.48	4.09	0.44	-1.30
	40	-0.28	-2.19	-1.02	0.56	0.79	0.79	-0.76	-2.52	-1.75
	65	3.70	-0.99	-1.67	1.01	1.88	2.43	1.48	-0.75	-1.46
	90	5.39	0.58	1.01	5.54	6.88	8.03	6.88	2.19	-1.87
	100	5.51	0.85	1.81	7.04	8.47	9.79	8.21	2.95	-1.84
	115	5.24	0.71	2.51	8.04	9.68	10.83	8.89	3.28	-1.90
	140	4.16	-0.86	1.30	6.52	8.14	8.86	6.41	1.28	-1.67
	165	0.18	-2.36	-0.75	2.20	3.01	3.07	1.25	-0.76	-1.07
185	-1.54	-1.50	-1.61	-1.95	-2.06	-1.98	-1.62	-1.18	-0.57	

Таблица 7

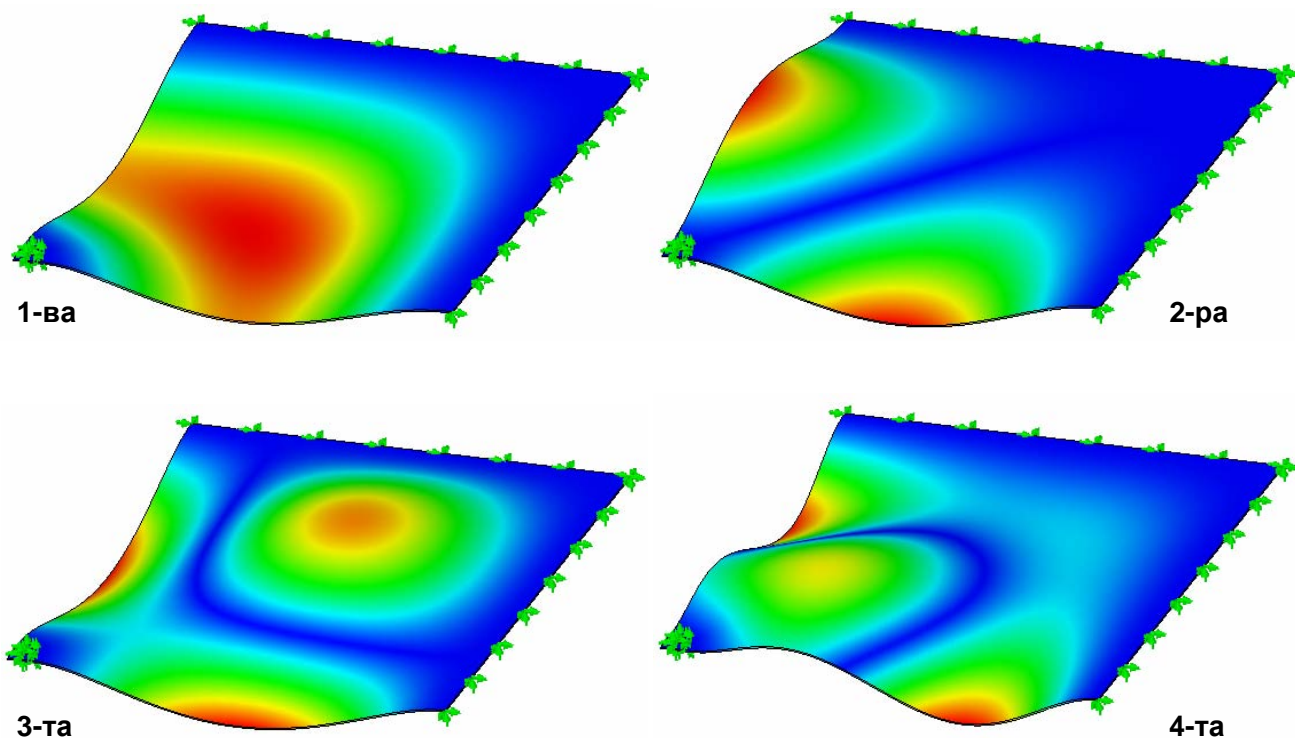
Freq 4		X, mm								
Hz		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	423.65	365.66	372.13	376.73	372.80	365.20	350.67	354.13	387.74
	40	365.71	346.49	353.24	374.03	378.75	377.99	363.33	366.45	385.93
	65	371.37	352.68	350.28	370.72	378.95	383.72	371.93	374.82	383.44
	90	377.15	373.50	371.37	379.91	382.72	384.19	379.71	378.01	382.22
	100	372.52	378.43	379.00	383.31	383.16	383.33	379.65	378.44	382.91
	115	364.78	377.48	384.24	384.22	383.12	381.60	378.43	378.69	382.22
	140	351.23	363.76	373.27	379.83	380.65	378.79	376.98	378.92	381.54
	165	353.96	367.30	377.41	379.11	379.44	378.70	379.55	381.16	381.74
185	388.09	386.52	383.75	382.77	382.30	382.70	382.32	381.74	381.44	

Таблица 8

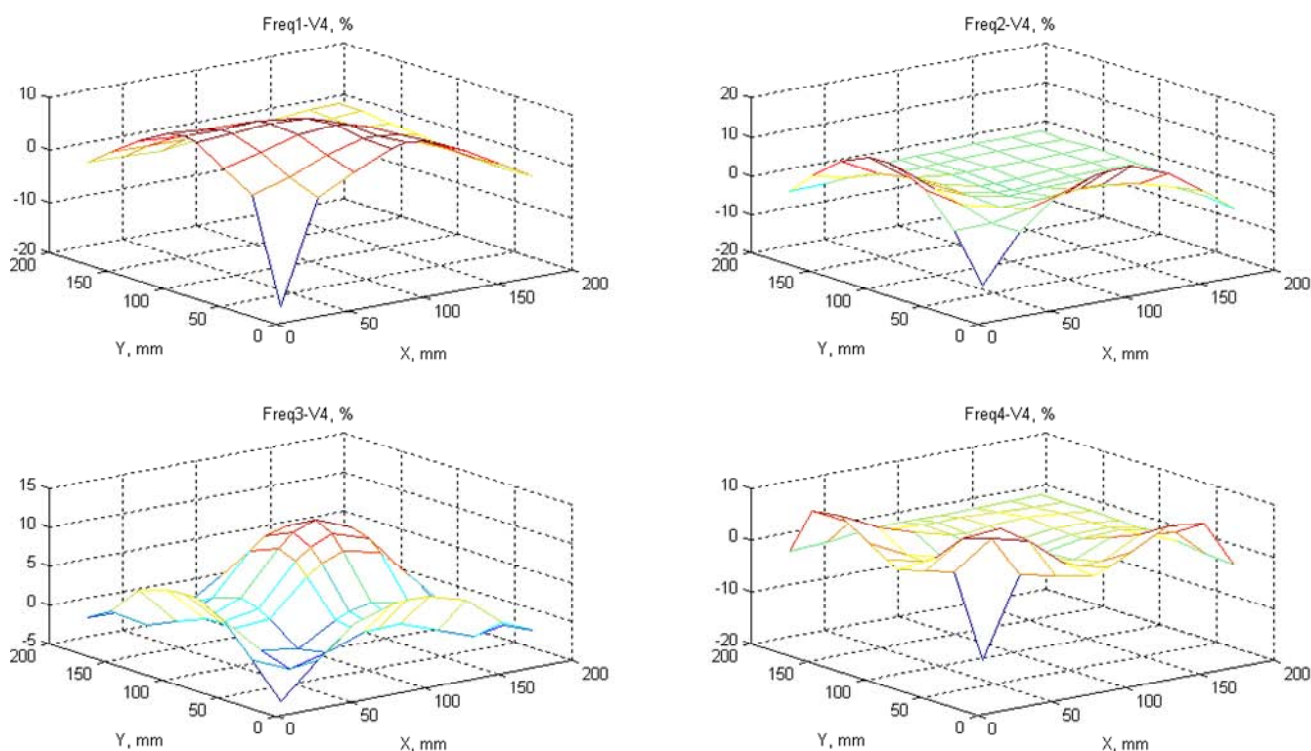
Freq 4		X, mm								
%		15	40	65	90	100	115	140	165	185
Y, mm	15	-11.09	4.12	2.42	1.22	2.25	4.24	8.05	7.14	-1.67
	40	4.11	9.15	7.38	1.92	0.69	0.89	4.73	3.91	-1.20
	65	2.62	7.52	8.15	2.79	0.63	-0.62	2.48	1.72	-0.54
	90	1.11	2.06	2.62	0.38	-0.35	-0.74	0.44	0.88	-0.22
	100	2.32	0.77	0.62	-0.51	-0.47	-0.51	0.45	0.77	-0.40
	115	4.35	1.02	-0.75	-0.75	-0.46	-0.06	0.77	0.70	-0.22
	140	7.90	4.62	2.12	0.40	0.19	0.68	1.15	0.64	-0.04
	165	7.19	3.69	1.04	0.59	0.51	0.70	0.48	0.06	-0.10
185	-1.76	-1.35	-0.62	-0.37	-0.24	-0.35	-0.25	-0.10	-0.02	

Собствените честоти на пластината без маса за вариант на закрепване г) са: Първа – 127.21, Hz; Втора – 177.05, Hz; Трета – 271.98, Hz; Четвърта – 381.37, Hz.

На фиг.4. са показани в графичен вид изменението в проценти на първите четири собствени честоти при закрепване тип г) при поставяне на допълнителна маса.



Фиг.3. Собствени форми на плочата без маса при вариант на закрепване ϵ



Фиг.4. Графики на процентното изменение на първите четири собствени честоти на платината при поставяне на допълнителна маса, върху вариант на закрепване на пластината ϵ).

3.2. Експериментални резултати

В табл.9 са представени резултатите от експерименталното и числено изследване на вариант б) на плочата без маса, а в табл.10 с маса, където:

Таблица 9

№	Freq _E	Freq _n	Freq _v
	Hz	Hz	%
1	71.82	72.50	0.93%
2	98.57	132.92	25.84%
3	127.7	132.95	3.95%
4	185.7	151.99	-22.18%

Таблица 10

№	Freq _E	Freq _n	Freq _v
	Hz	Hz	%
1	58.72	69.942	16.04%
2	87.85	117.66	25.34%
3	104.4	133.72	21.93%
4	165.5	147.97	-11.85%

- $Freq_E$ – експериментално измерена собствена честота на пластината, Hz;

- $Freq_n$ – числено получена собствена честота на пластината, Hz;

- $Freq_V$ – процентна грешка между експерименталната и числено получени собствени честоти на пластината, %.

На база на сравнението на получените резултати от числено и експериментално определените собствени честоти на плочи се вижда, че има добро съответствие между двата метода. Следователно, получаваните по числен път с описаната методика собствени честоти на мембраните са достоверни.

3.3. Анализ на резултатите

От получените резултати се вижда, че най-голямо изменение на собствените честоти има при поставяне на допълнителната маса върху плочата в зоните с най-големи амплитуди.

Характера на това изменение за всяка една от изследваните собствени честоти (фиг.4) съответства на собствената форма на пластината без допълнителна маса представени на фиг.3.

Наблюдава се разлика само за варианта на разположение на масата при координати $X=15$, mm и $Y=15$, mm, което се получава в резултат на това, че масата в този случай при моделирането попада върху отвора за закрепване.

Също така се забелязва, че при поставяне на масата в близост до запъната страна се наблюдава минимално нарастване на собствената честота на пластината. За разглежданите варианти то е под 2 %.

Значително (11 %) е увеличението на честотата при поставянето на масата върху отворите за закрепване.

Може да се предположи, че при поставяне на масата в по-голяма близост до запъната страна ще доведе до по-голямо нарастване на собствената честота. Това се дължи на локалното вкоравяване на зоната, в която се поставя масата.

От резултатите се вижда, че изменението на собствените честоти на пластините зависи от големината на амплитудата на пластината в зоната, в която се поставя масата при съответната собствена честота.

По-голямата амплитуда определя по-голямо изменение на собствената честота при поставянето на допълнителна маса.

При първите собствени честоти предимно се получават по-големи амплитуди, но както показват числените резултати при използване на закрепване тип запъване на една или няколко от страните на плочата (варианти в, г, д и е) се получават съпоставими деформации и при трета и четвърта собствени честоти.

Това определя изменението на трета и/или четвъртата собствени честоти в порядъка на 5-10 % за различните варианти на закрепване.

10. Заключение

1. Поставянето на допълнителна маса върху правоъгълна плоча води до изменение на собствените честоти на плочата.
2. Степента на промяна на собствените честоти зависи от граничните условия на плочата и местоположението на масата.
3. Най-голямо изменение на собствените честоти на плочата се получава при поставяне на масата в местата с максимална амплитуда при собствените форми на плочата без маса.
4. Добавянето на маса с постоянни масови и геометрични характеристики, закрепена върху правоъгълна плоча, води до най-голямо изменение на най-ниските честоти на механичната система, независимо от граничните условия.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Банов, С., Ив. Кралов, *Шум в транспортната техника*, ТУ-София, 2003.
- [2] Чешанков, Б., *Теория на трептенията*, ТУ-София, 1991.
- [3] Gorman, G., *Free Vibration Analysis of Rectangular Plates*, Elsevier, NH, USA, 1982.
- [4] Ohayon, R., C. Soize, *Structural Acoustics and Vibration*, Academic Press Limited, London, 1998.
- [5] Soedel, M., *Vibrations of Shells and Plates*, Marcel Decker Inc., IN, USA, 1982.
- [6] MSC.Marc: *Theory and Use Information*, MSC.Software Corporation, 2001
- [7] Kurowski P., *Engineering Analysis with COSMOSWorks Professional 2006*, Schroff Development Corporation, 2006.

Автори: Георги Полихронов, доц. д-р инж. от катедра „Механика“, Технически Университет - София, E-mail address: gpolih@tu-sofia.bg; Красимир Неделчев, гл. ас. д-р инж. - катедра „Механика“, Технически Университет - София, E-mail address: krasined@tu-sofia.bg; Иван Кралов, доц. д-р инж. от катедра „Механика“, Технически Университет - София, E-mail address: kralov@tu-sofia.bg

Постъпила на 20.11.2012

Рецензент доц. д-р Петко Синапов

ИЗМЕРВАНЕ НА ЧЕСТОТА И НА АМПЛИТУДА НА МРЕЖОВИ СМУЩЕНИЯ ЧРЕЗ СУБТРАКЦИОННАТА ПРОЦЕДУРА

Георги Михов

Резюме: *Работата продължава усъвършенстването на субтракционната процедура за отстраняване на мрежови смущения от ЕКГ сигнали и разширяването на приложението ѝ за обработка на други сигнали. Разгледано е приложението на т.нар. „двучков“ филтър. Разширено е приложението на субтракционната процедура за измерване и следене на честотата на захранващата мрежа. Алгоритмите и програмите са реализирани и експериментирани в средата на MatLab, като са тествани с множество реални сигнали.*

Ключови думи: *субтракционна процедура, измерване на честота, филтрация на мрежови смущения*

POWER-LINE INTERFERENCE FREQUENCY AND AMPLITUDE MEASUREMENT USING THE SUBTRACTION PROCEDURE

Georgy Mihov

Abstract: *The work continues the perfecting the subtraction procedure for removal of power-line interference from ECG signals and the extending its application for other signals treating. The applying of so called 'two-point' filter is performed. The applying of the subtraction procedure for mains frequency measurement is extended. The algorithm and the program written in MatLab environment are tested with many particular cases.*

Keywords: *subtraction procedure, frequency measurement, mains interference filtration*

1. Въведение

Субтракционната процедура за отстраняване на мрежови смущения от Електрокардиографски (ЕКГ) сигнали [1, 2] е разработена от български учени и отдавна е показала своята ефективност. Последните години са посветени на нейното усъвършенстване, основно в посока на компенсирание на промяна в честотата и амплитудата на мрежовото смущение [3-8]. Обобщената структурна схема на субтракционната процедура е показана на фиг.1 и се състои от три основни етапа.

1. През първият етап (*Детекция на линеен участък*) се проверява дали текущият отчет X_i се намира в линеен участък на ЕКГ сигнала. Нормално това са

областите на P и T вълните, както и участъка на $S-T$ сегмента в електрокардиограмата.

2. Ако текущият отчет X_i принадлежи на линеен участък, се извършва изваждане на текущия отчет B_i на мрежовото смущение (*Екстракция на смущението*). Мрежовото смущение се отстранява чрез нерекурсивен цифров филтър от типа

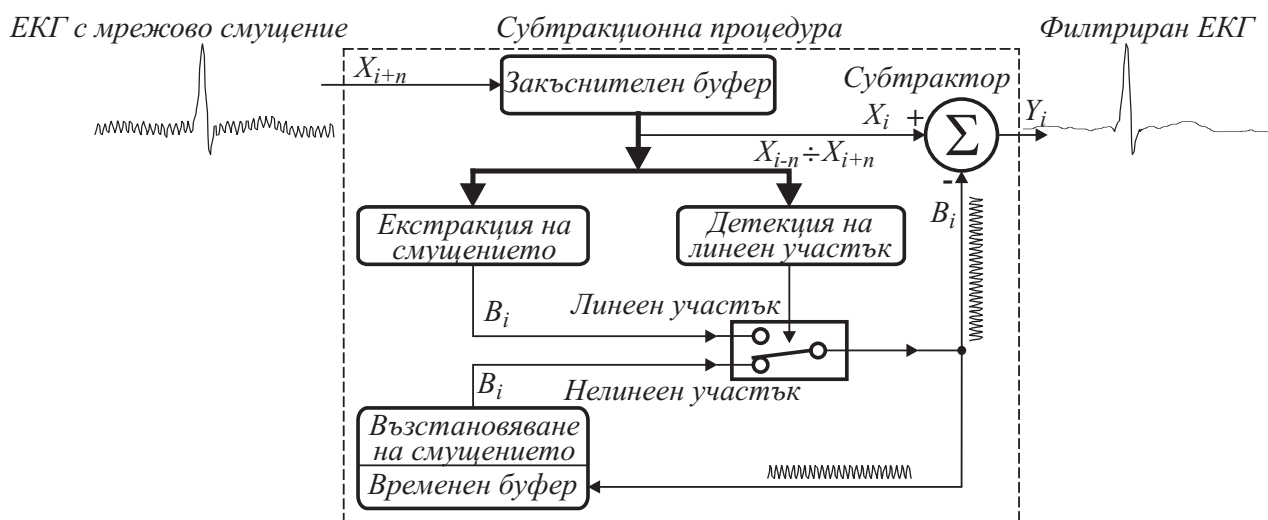
$$Y_i = \sum_{j=-k}^k a_{i+j} X_{i+j}, \quad (1)$$

с което се получава текущият изходящ отчет X_i , а чрез простата разлика

$$B_i = X_i - Y_i, \quad (2)$$

се намира текущият отчет B_i на мрежовото смущение, която се запомня във временен буфер на смущението.

3. Ако текущият отчет X_i не принадлежи на линеен участък от ЕКГ сигнала, стойността на текущия отчет B_i се определя от съдържанието на временния буфер на смущението и се изважда от текущия входен отчет за получаването на текущия изходящ отчет на смущението Y_i (*Възстановяване на смущението*).

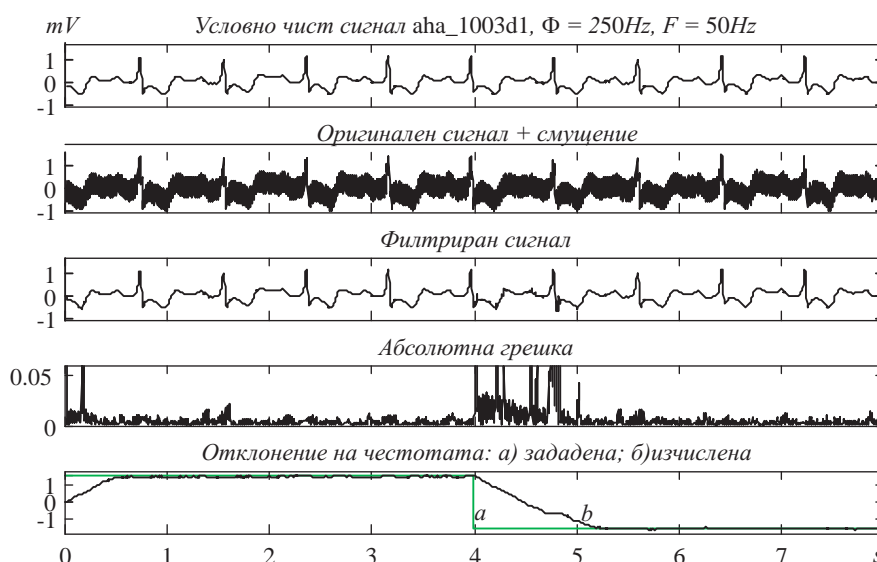


Фиг.1. Обобщена структура на субтракционната процедура за премахване на мрежови смущения от ЕКГ сигнали.

Временния буфер съдържа n стойности на смущението $B_{i-1}, B_{i-2}, \dots, B_{i-n}$, където $n = \Phi/F$ е отношението между честотата на дискретизация Φ и мрежовата честота F . При липса на кратност на между честотата на дискретизация и мрежовата честота, n се получава дробно число. В този случай за n се взема закръгленото до цяло число отношение.

В [4] е предложен метод, а в [5, 6 и 7] е усъвършенствано решението, при което се извършва компенсирание на изменението на честотата на мрежовото смущение, което е показано на фиг.2. Експериментът е проведен, като върху условно

чист от сигнал с продължителност от 8 s (първи субплот) е насложено мрежово смущение с честота $50 \text{ Hz} \pm 1,5 \text{ Hz}$ рязко сменяща се в средата на интервала (втори субплот). Така полученият сигнал се филтрира чрез субтракционната процедура (трети субплот) и като абсолютна стойност на разликата между условно чистия сигнал и филтрирания сигнал се изчислява абсолютната грешка (четвърти субплот). От стойностите на временния буфер на смущението се определя отклонението на честотата на мрежовото смущение от номиналната му стойност.



Фиг. 2. Компенсирание на отклоненията на честотата на мрежово смущение при филтрирането му от ЕКГ сигнал.

В [1-8] е използван симетричен нерекурсивен филтър (т.нар. „гребенчат” филтър), съдържащ n члена в уравнение (1), в етапа на *Екстракция на смущението*. Настоящата работа си поставя задачата да приложи т.нар. „двучков” филтър за целите на определяне на честотата на мрежовото смущение.

2. Приложение на „двучков” филтър в субтракционната процедура

Така нареченият „двучков” филтър [2] е получил наименованието си поради това, че извършва осредняване само по две точки от сигнала и се дава с уравнението

$$Y_i = \frac{X_{i-n/4} + X_{i+n/4}}{2}. \quad (3)$$

Величината $n/4$ трябва да бъде цяло число - например $\Phi = 400 \text{ Hz}$ и $F = 50 \text{ Hz}$. Предавателната характеристика на „двучковия” филтър представлява косинусоида

$$K(f) = \cos \frac{\pi n f}{2\Phi}, \quad K(F) = K_F = \cos \frac{\pi n F}{2\Phi} \quad (4)$$

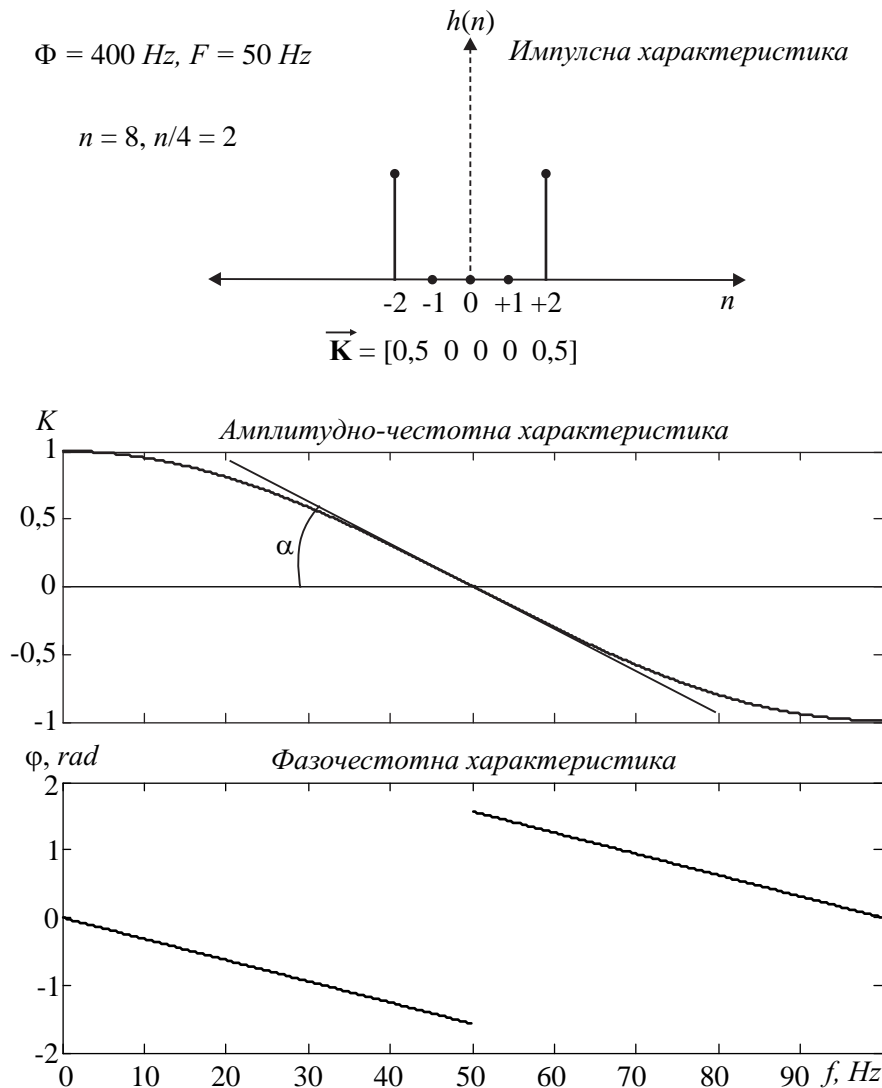
На фиг.3 са показани характеристиките на „двучковия” филтър. Както може да се види, той притежава коефициент на предаване 1 за честота $f = 0$ и коефи-

циент на предаване 0 за честота $f = F$. Ако мрежовата честота се отклони от номиналната си стойност F , то коефициентът на предаване ще стане различен от нула. За малки отклонения на честотата от номиналната стойност ще бъде валидно съотношението

$$\frac{\Delta K}{\Delta f} = \tan \alpha. \quad (5)$$

Тъй като $\tan \alpha$ представлява първата производна на амплитудно-честотната характеристика за $f = F$, то

$$\frac{\Delta K(f)}{\Delta f} \approx -\frac{\pi n}{2\Phi} \sin \frac{\pi n f}{2\Phi} \Rightarrow \Delta f \approx -[K(f) - K(F)] \frac{2\Phi}{\pi n} \sin^{-1} \frac{\pi n F}{2\Phi} \text{ или } \Delta f \approx -K(f) \frac{2\Phi}{\pi n}. \quad (6)$$



Фиг.3. Характеристики на „двучковия“ филтър.

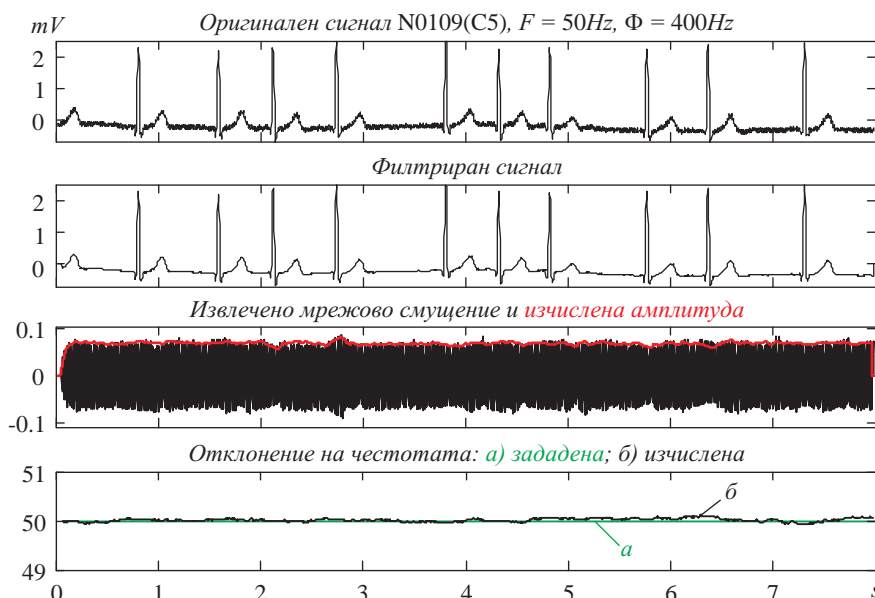
Новата стойност на коефициента на предаване K_{new} може да бъде определена от стойностите на временния буфер на смущението

$$B_{i-n/4} K_{new} = \frac{B_i + B_{i-n/2}}{2} \text{ и } B_{i-3n/4} K_{new} = \frac{B_{i-n/2} + B_{i-n}}{2} \Rightarrow K(f) = \frac{B_i - B_{i-n}}{2(B_{i-n/4} - B_{i-3n/4})}. \quad (7)$$

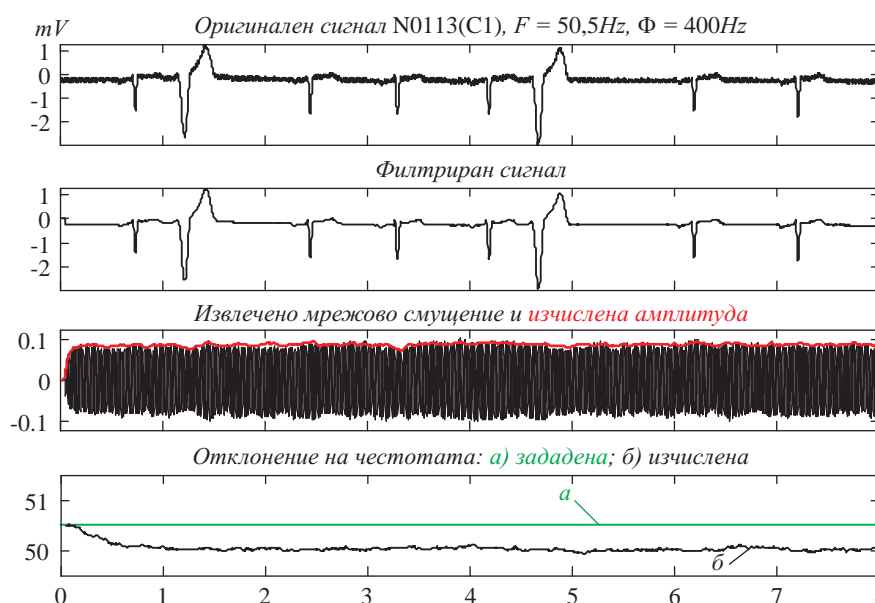
Въвеждането на K_{new} в (6) се извършва чрез допълнително интегриране със стойността на $K(f)_{old}$, определена при обработката на предходния отчет

$$K(f) = K(f)_{old} \frac{9}{10} + K_{new} \frac{1}{10}. \quad (8)$$

Фиг.4, фиг.5 и фиг.6 показват резултатите от измерването на честотата на мрежово смущение при прилагането на субтракционната процедура върху стари ЕКГ записи на 12 стандартни отвеждания, взети от базата на ЦЛЕМА при МА (сега Институт по биофизика и биомедицинско инженерство при БАН), предоставени любезно от проф. д.т.н. Иван Доцински. Избраните епизоди съдържат автентични мрежови смущения с честота 50 Hz . Записите са направени с честота на дискретизация 400 Hz , което е подходящо за прилагането на „двучковия“ филтър. Първият субплот съдържа оригиналния сигнал, вторият - филтрирания сигнал, третият - извлеченото мрежово смущение и изчислената му амплитуда и четвъртия - очакваната (крива a) и изчислената (крива b) честота на смущението.

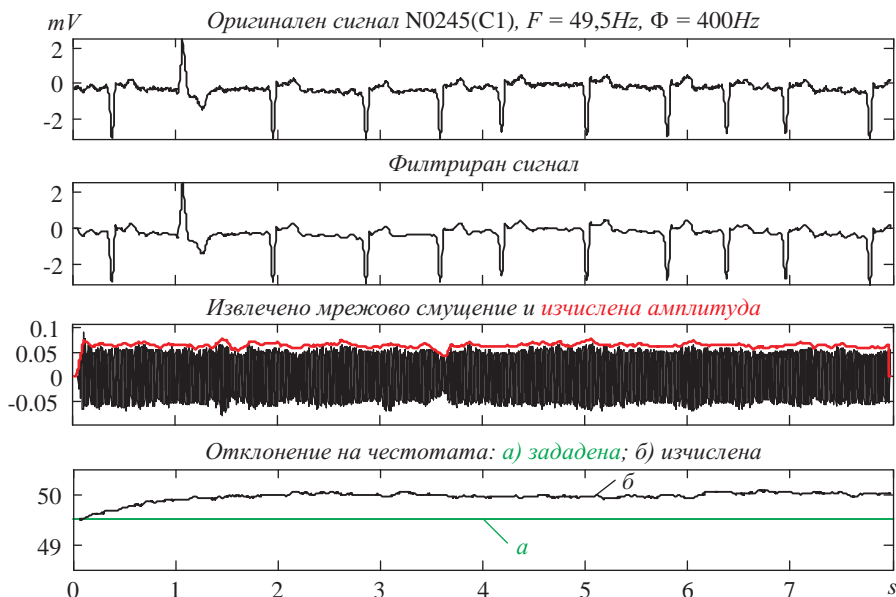


Фиг.4. Филтриране на мрежово смущение с очаквана честота 50 Hz .



Фиг.5. Филтриране на мрежово смущение с очаквана честота $50,5\text{ Hz}$.

Тестването на стабилността на алгоритъма за компенсиране на честотните изменения на мрежовото смущение, в експериментите, илюстрирани с фиг.5 и фиг.6, е зададена очаквана стойност на честотата на мрежовото смущение съответно $50,5 \text{ Hz}$ и $49,5 \text{ Hz}$. Както се вижда, след изтичането на период на адаптация от около $1,5 \text{ s}$ се достига реалната честота на мрежовото смущение.



Фиг.6. Филтриране на мрежово смущение с очаквана честота $49,5 \text{ Hz}$.

Определянето на амплитудата на мрежовото смущение е извършено, като се използва представената в [8] методика, с използването на уравнението (9)

$$A_i = Uef_i \sqrt{2}, \quad Uef_i = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=-n+1}^0 B_{i+j}^2}, \quad (9)$$

взимащо средно квадратичната стойност на отчетите от временния буфер в рамките на един период на мрежовото смущение.

3. Приложение на субтракционната процедура за следене на честотата на електрическата мрежа

Методиката за измерване на честотата на мрежови смущения от ЕКГ сигнали с успех може да се използва при системи за следене на честотата на електрическата мрежа. В този случай, субтракционната процедура е силно облекчена от факта, че на практика взетия от мрежата сигнал може да се разглежда като изцяло съставен от „нисочестотни линейни участъци с насложено мрежово смущение”.

Отпада необходимостта от провеждането на етапи 1 (*Детекция на линейен участък*) и 3 (*Възстановяване на смущението*). Провежда се само етап 2 (*Екстракция на смущението*), като мрежовото смущение се отстранява чрез „двучков” филтър по уравнение (3), след което чрез (2) се намира текущият отчет B_i на мрежовото смущение, която се запомня във временния буфер на смущението.

Пример за приложението на субтракционната процедура за следене на честотата на електрическата мрежа е илюстриран с показаните на фиг.7, фиг.8 и фиг.9 резултати от експерименти с реални данни.

Данните са заснети през 1994 г от система за следене честотата на електрическата мрежа [9] и са любезно предоставени от проф. д-р Стефан Овчаров.

В MatLab е извършено синтезиране на дискретизиран с 200 Hz сигнал от захранваща мрежа с амплитуда 1 V и променяща се честота според предоставените три бази данни. Тъй като честотата на дискретизация в експерименталните данни (1 Hz и 10 Hz) е много по-малка от използваната в процедурата (200 Hz) е извършена пре-дискретизация по линеен закон.

Честота на дискретизация $\Phi = 200 \text{ Hz}$ е минимално възможната стойност при $F = 50 \text{ Hz}$, тъй като тогава параметърът $n/4$ ($n = \Phi/F$) придобива минималната възможна целочислена стойност 1. При този случай основните уравнения (3), (6), (7) и (9) изключително много се опростяват и придобиват съответно вида

$$Y_i = \frac{X_{i-1} + X_{i+1}}{2}, \quad (10)$$

$$\Delta f \approx -K(f) \frac{\Phi}{2\pi}, \quad (11)$$

$$K(f) = \frac{B_i - B_{i-4}}{2(B_{i-1} - B_{i-3})}, \quad (12)$$

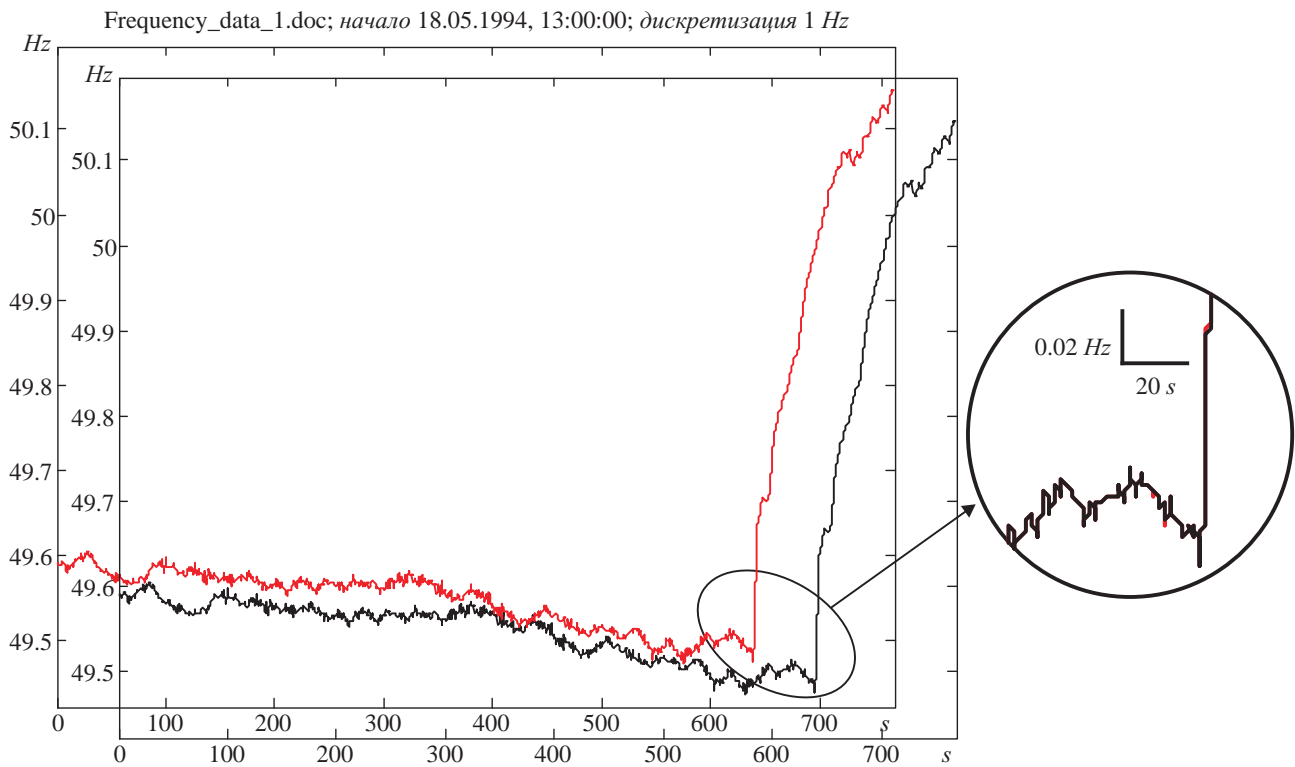
$$\text{и } Uef_i = \sqrt{\frac{B_i^2 + B_{i-1}^2 + B_{i-2}^2 + B_{i-3}^2}{4}}. \quad (13)$$

Графиките на реалната мрежова честота според предоставените данни (представена в червено) и според изчислената по процедурата честота, се припокриват почти напълно, затова на фигурите са дадени в различни плотове, леко разместени един спрямо друг.

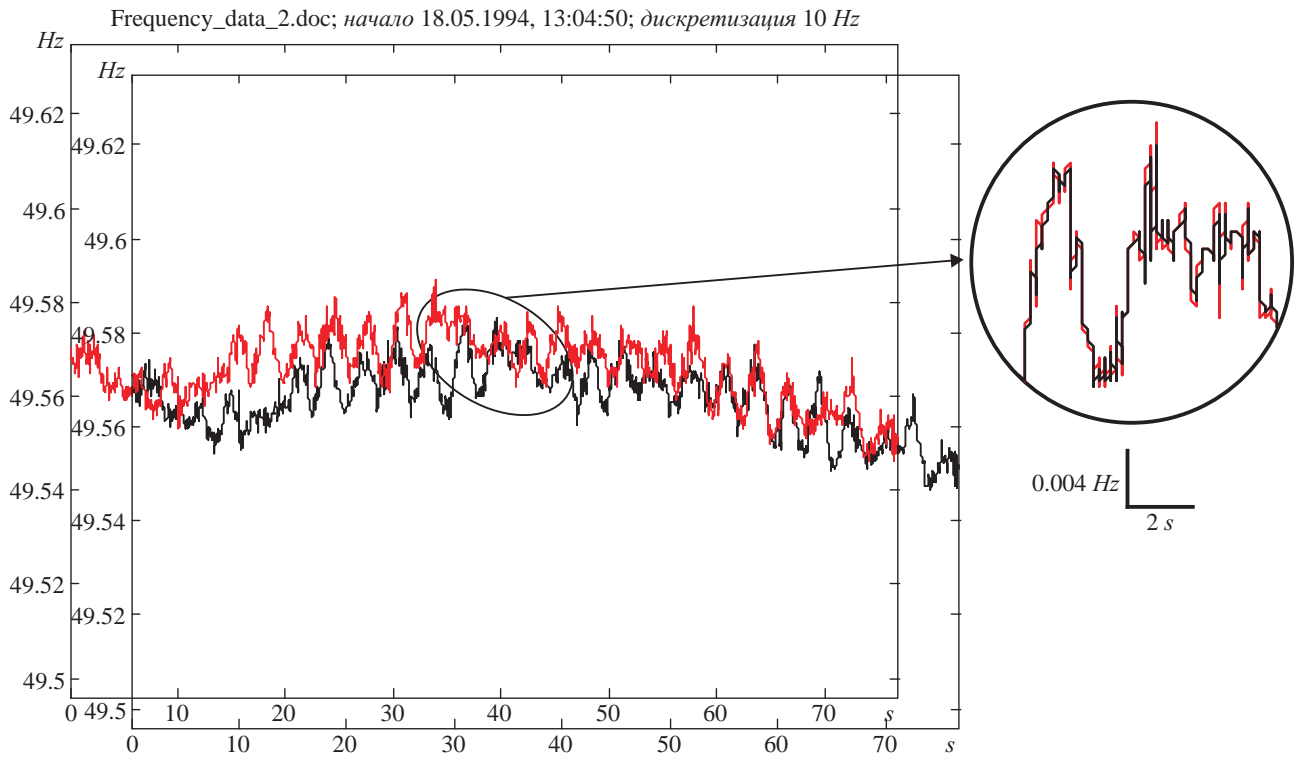
Нагоре и вляво е изместена графиката на реалната мрежова честота според представените данни. Увеличен участък на неразместените данни е даден вляво, заедно с мащабираните координати.

Може съвсем ясно да се забележи почти пълното съвпадение между реалната и изчислената честота на захранващата мрежа.

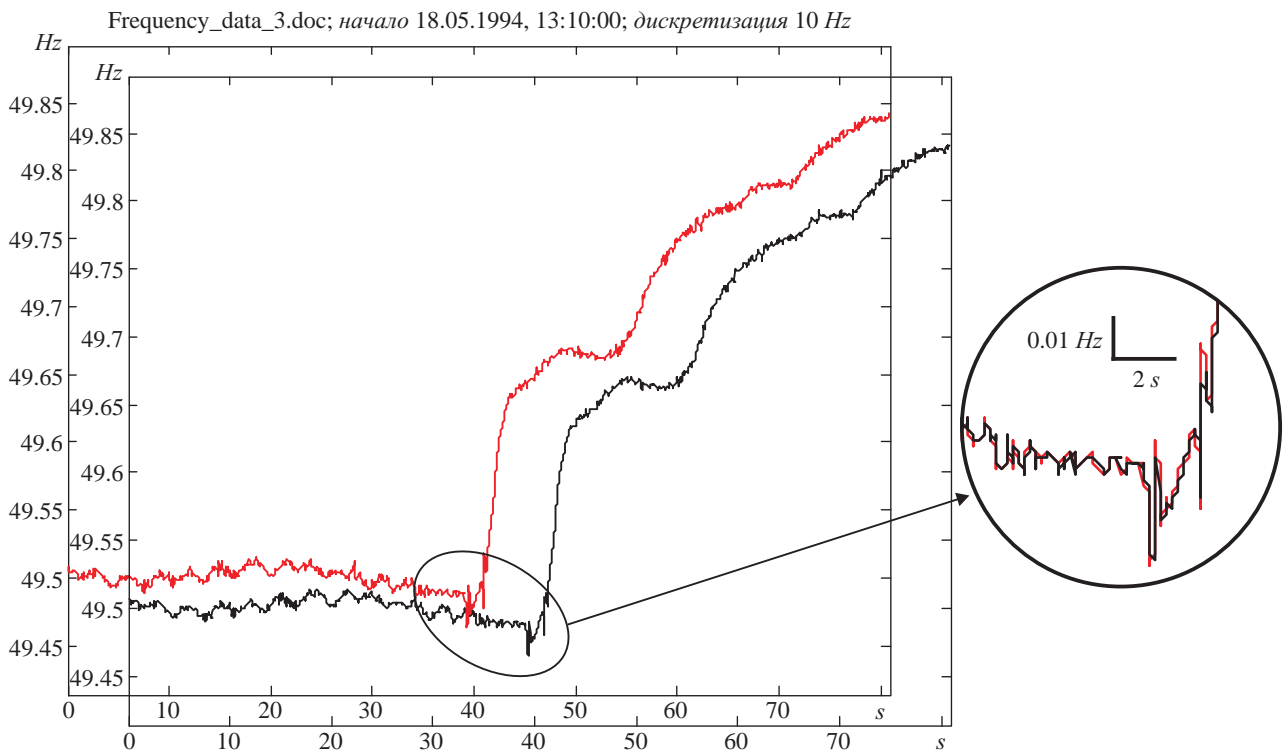
От трите експеримента може да се види, че допуснатата абсолютна грешка при определянето на честотата на мрежата не превишава $0,005 \text{ Hz}$.



Фиг.7. Експеримент с продължителност 13 минути и 20 секунди, с начало на 18.05.1994 г. в 13:00:00, при честота на дискретизация 1 Hz.



Фиг.8. Експеримент с продължителност 1 минута и 20 секунди, с начало на 18.05.1994 г. в 13:04:50, при честота на дискретизация 10 Hz.



Фиг.9. Експеримент с продължителност 1 минута и 20 секунди, с начало на 18.05.1994 г. в 13:10:00, при честота на дискретизация 10 Hz.

10. Заключение

Работата е базирана на предишни изследвания и продължава усъвършенстването на субтракционната процедура за отстраняване на мрежови смущения от ЕКГ сигнали и разширяването на приложението и за обработка на други сигнали. Разгледана е основно възможността за приложението на т.нар. „двучков“ филтър в субтракционната процедура. Основното предимство на този филтър е неговата простота, дължаща се на факта, че се обработват само два отчета. Възможността е реализирана и експериментирана в средата на MatLab с използването на ЕКГ записи, съдържащи реални мрежови смущения.

Разработена и приложена е методика за определянето на честотата и на амплитудата на мрежовото смущение.

Разработена и приложена е методика за компенсиране на отклонението на честотата и на амплитудата на мрежовото смущение при отстраняването му от ЕКГ сигнали. Разширено е приложението на субтракционната процедура за измерване и следене на честотата на електрозахранващата мрежа. Алгоритмите и програмите за следене на мрежовата честота са реализирани и експериментирани в средата на MatLab, като са тествани с реални сигнали.

Резултатите от проведените експерименти водят до следните заключения:

- приложението на простия „двучковия“ филтър съкращава изчислително субтракционната процедура както по обем, така и по време;
- привнесената грешка при филтрирането е еднаква с тази при приложение на класическия „гребенчат“ филтър;
- субтракционната процедура с успех може да се използва за определяне на честотата на захранващата мрежа в системи за следене честотата на електрическата мрежа.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Levkov C., Michov G., Ivanov R., Daskalov I. (1984), *Subtraction of 50 Hz Interference from the Electrocardiogram*, Medical & Biological Engineering & Computing 22, IFMBE July 1984, pp. 371-373
- [2] Levkov Ch., Mihov G., Ivanov R., [Ivan K. Daskalov], Christov I., Dotsinsky I. (2004), *Subtraction Method for Powerline Interference Removing from ECG*, The Thirteenth International Scientific and Applied Science Conference ELECTRONICS ET'2004, b. 1, September 22-24, Sozopol, pp. 3-14
- [3] Dotsinsky I, Stoyanov T. (2000), *Cancellation of the power-line interference: effect of amplitude and frequency variations on the ECG signal*, Proceedings of the 11-th International Conference ELECTRONICS - ET'2000, Sozopol, 25-27 September 2000, book 2, pp. 65-70
- [4] Mihov G., Ivanov R., Levkov C. (2006), *Subtraction Method for Removing Powerline Interference from ECG in Case of Frequency Deviation*. Proceedings of the Technical University - Sofia, 2006, Vol. 56, b. 2, pp. 212-217
- [5] Mihov, G., Ivanov R., Levkov C. (2007), *Subtraction Method for Removing Powerline Interference from ECG: Case of Powerline Frequency Deviation and non-Multiple Sampling*, Proceedings of the Technical University - Sofia, 2007, Vol. 57, b. 2, Sofia, pp. 94-100
- [6] Mihov G., Dotsinsky I., Levkov C., Ivanov R. (2009), *Generalised Subtraction Procedure for Removing Power-Line Interference from ECG: Case of Powerline Frequency Deviation*, ELECTRONICS ET'2009, Sozopol, September 14-17, ANNUAL JOURNAL OF ELECTRONICS, 2009, No. 1, pp. 15-19
- [7] Mihov G., Levkov C., Ivanov R. (2011), *Common Mode Filters for Subtraction Procedure for Removing Power-Line Interference from ECG*, ELECTRONICS ET'2011, Sozopol, September 14-16, ANNUAL JOURNAL OF ELECTRONICS, 2011, No. 2, pp. 40-43
- [8] Mihov G. (2012), *Subtraction Method for Powerline Interference Removal from ECG in Case of Interference Amplitude Deviation*, ELECTRONICS ET 2012, Sozopol, September 19-21, ANNUAL JOURNAL OF ELECTRONICS, 2012, No. 2, pp. 4-7
- [9] Овчаров Ст., Тюлиев Н., Якимов П. (1994), *Система за следене честотата на електрическата мрежа*, ТРЕТА НАЦИОНАЛНА НАУЧНО-ПРИЛОЖНА КОНФЕРЕНЦИЯ с международно участие ЕЛЕКТРОННА ТЕХНИКА ET'94. т. I, Созопол, 28-30 септември, стр. 98-103

Автор: Георги Михов, проф. д-р, катедра „Електронна техника“, ФЕТТ, Технически Университет - София, E-mail address: gsm@tu-sofia.bg

Постъпила 20.11.2011

Рецензент доц. дтн Иво Илиев

МОДЕЛИРАНЕ НА НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ В ПАРАМЕТРИТЕ НА ОБЕКТ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Весела Карлова-Сергиева

Резюме. *Моделът на неопределеността и робастността имат основна роля в автоматичното управление. За определяне на робастната устойчивост е необходимо да се въведе идея за модел на неопределеността. Тя представлява разликата между номиналната и реалната система. Моделът на неопределеността може да се опише като структурирана или неструктурирана неопределеност.*

Ключови думи: *Интервални полиноми, обща неопределеност, параметрична неопределеност*

MODELLING OF UNCERTAINTY IN THE PLANT PARAMETERS

Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: *The model uncertainty and robustness have been a central theme in the development of the field of automatic control. To define robust stability it is then necessary to introduce the idea of model uncertainty. This is the „difference” between the nominal model and the true system. The model uncertainty can be described either as an unstructured or structured uncertainty.*

Keywords: *Global Uncertainty, Interval Polynomials, Parametric Uncertainty*

1. Въведение

Измененията в параметрите на обектите се предизвикват от нестационарността им, от нелинейността им при промяна на работната точка, дължат се на външни или вътрешни смущения. Затова проблемът за осигуряване на устойчивост и качество на системите за автоматично управление се търси в рамките на допустима промяна на параметрите на обекта или се използва тази база за надстройка под формата на по-сложни системи при по-широк диапазон на изменение на параметрите, или когато някои нелинейности не могат да бъдат компенсирани.

Проблемът намира решение чрез понятията робастна устойчивост и робастно качество. Някои направления в робастното управление, каквато е количествената теория на обратната връзка, представят нелинейния обект като набор от линейни обекти, които покриват диапазона на неструктурираната параметрична неопределеност [3].

2. Цел и задачи

Целта на настоящата работа е да се покажат методи за моделиране на неопределеност при обекти и/или системи за управление, описани с апарата на предавателните функции, което позволява прилагане в частност на метод на количествена теория на обратната връзка.

Решават се следните задачи: а) формално описание на неопределеността в параметрите на обект; б) условия за робастна устойчивост и робастно качество; в) графично моделиране на неопределеност в комплексна равнина и честотна област; г) анализ на резултатите.

3. Обща неопределеност

В литературата общата неопределеност е позната като неструктурирана неопределеност [1,6]. Това название възниква, тъй като неопределеността се отнася към неопределеност в динамиката на системата и покрива общо модела на обекта. Този тип описание на неопределеността може да се използва, когато например редът на диференциалното уравнение, описващо обекта, е неизвестен или когато това описание е твърде сложно, т.е. това е случай на немоделирана динамика. Неструктурираната неопределеност се използва и при пренебрегната динамика, вследствие на апроксимация на модел от нисък ред. Също се прилага и при грешки породени от линеаризация около номинална работна точка.

В този случай се работи с набор от линейни обекти, като грешките се отразяват от неопределеността.

3.1. Мултипликативна неопределеност

Неопределения модел на обект W_o , описан с мултипликативна неопределеност W_M има вида (1), фиг.1.

$$W_o = W_o^* (1 + W_M), \quad (1)$$

където W_o^* е номиналният модел на обекта.

От уравнение (1) за мултипликативната неопределеност се записва (2)

$$W_M = \frac{W_o - W_o^*}{W_o^*}. \quad (2)$$

От (2) се вижда, че мултипликативната неопределеност представлява относителната грешка между параметрите на обекта на управление.

Мултипликативната неопределеност W_M се разглежда като комплексна предавателна функция (КПФ) и може да бъде тегловна КПФ. Това позволява нейната графична интерпретация в честотната област и комплексната равнина.

Отбелязва се, че при високи честоти неопределеността нараства, т.е. при високи честоти липсва знание за обекта, което на езика на предавателните функции означава, че в предавателната функция, описваща обекта, може да се съдържат както отрицателни, така и положителни реални части.

Факт, който няма как да се проследи, тъй като в математическите формулировки на робастността фигурират модули, а информация за аргументите на КПФ липсва. Затова трябва да се проектира такъв регулатор, който да гарантира доста-

тъчно малък модул около сръзващата честота на номиналната система, за да се гарантира устойчивост на затворената система.

3.2. Адитивна неопределеност

Неопределеният модел на обекта W_o , описан чрез адитивна неопределеност, се дефинира чрез (3), фиг.2.

$$W_o = W_o^* + W_A. \quad (3)$$

Моделът на адитивната неопределеност се разглежда като абсолютната грешка в параметрите на обекта и се записва

$$W_A = W_o - W_o^*. \quad (4)$$

Този тип описание на неопределеност се прилага често при апроксимация на висок и/или безкраен ред на модела с нисък ред.

3.3. Частна неопределеност

Частната неопределеност е начин за описание на неопределеност в полюсите на отворената система.

Неопределеният модел на обекта W_o , описан чрез частна неопределеност има вида (5), фиг.3

$$W_o = W_o^* \left(\frac{1}{1 + W_o} \right). \quad (5)$$

За неопределеността W_o се записва

$$W_o = W_o^* - W_o. \quad (6)$$

3.4. Инверсна неопределеност

За неопределеният модел на обекта W_o , описан чрез инверсна неопределеност се записва (7), фиг.4.

$$W_o = W_o^* \left(\frac{1}{1 + W_I W_o^*} \right), \quad (7)$$

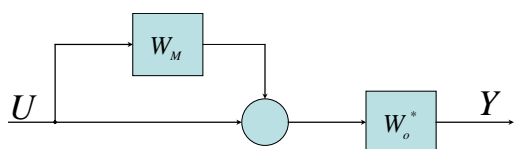
откъдето за неопределеността W_I се записва

$$W_I = \frac{W_o^* - W_o}{W_o^*}. \quad (8)$$

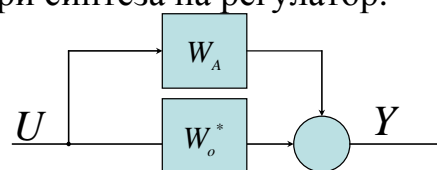
Ако всички неопределености са включени в едно описание на неопределеност, може да се говори за обща или неструктурирана неопределеност.

В много случай могат да се приемат две или повече описания на неопределеност, които по-добре ще опишат семейството от линейни модели.

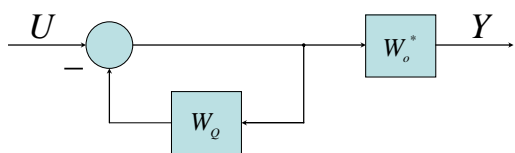
По този начин е налице предимство по отношение на информация за структурата на неопределеността в модела и може да са се избере най-малкия набор от линейни обекти, като се избегне консерватизма при синтеза на регулатор.



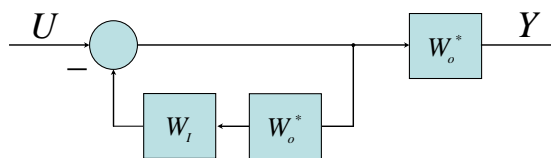
Фиг.1



Фиг.2



Фиг.3



Фиг.4

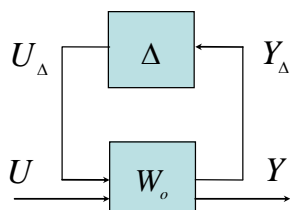
4. Структурна неопределеност

Комбинацията от различни описания на неопределеност в отделните линейни обекти е прието в литературата [6] да се нарича структурна неопределеност. Тъй като това е реалната неопределеност и тя се свежда до неопределеност в точно определен физичен параметър е прието да се говори за параметрична неопределеност.

4.1. Линейни дробни преобразувания (ЛДП)

В много случай е удобно за описание на структурната неопределеност да се използват ЛДП. Повече детайли по отношение на ЛДП, структурираното сингулярно число μ могат да бъдат намерени в [1,6].

При линейните дробни преобразувания структурата на модела се разделя на две части. Неопределените части от модела се комбинират и извеждат извън общата структура на обекта, фиг.5.



Фиг.5

Най-често се използват линейните горни дробни преобразувания, тъй като предавателната функция на модела е известна (9).

$$W_o = F_U [W_o, \Delta]. \quad (9)$$

4.2. Характеристични полиноми

Моделите на обекти с параметрична неопределеност се получават от физични закони и/или от алгоритми за идентификация. Идентификационните процедури дават подходяща математична структура, която представя в голяма точност физичните закони, а параметрите на получения модел варират.

Стохастичната промяна в параметрите е предмет на разглеждане за адаптивното управление, а детерминистичната промяна, е предмет на робастните направления. В тази връзка, друг начин за изследване на структурна параметрична неопределеност е чрез използване на характеристичните полиноми (10).

$$P(s, q) = s^n + c_{n-1}(q)s^{n-1} + \dots + c_1(q)s + c_0(q), \quad (10)$$

където $q \in [q^-, q^+]$ е реален интервал.

В зависимост от коефициентите c_i , се дефинират типове класове полиноми. Те могат да бъдат с независими параметри, свързани, мултилинейни или полиномиални. Тази йерархия на коефициентите е дала основа на изследвания, като редица автори са извели математични условия за изследване на устойчивостта на полиномите, като тези условия, обикновено са онагледени и графично в рав-

нината на коефициентите [2,4,5]. В настоящата работа се поставя акцент на теоремата на Харитонов, тъй като тя е изходна база за всички последвали изследвания. Полиномното семейство описано с (11) е устойчиво само ако четирите полинома са устойчиви.

$$\begin{aligned}
 P^{+-}(s) &= q_0^+ + q_1^- s + q_2^- s^2 + q_3^+ s^3 + \dots + \dots s^n = 0 \\
 P^{++}(s) &= q_0^+ + q_1^+ s + q_2^- s^2 + q_3^- s^3 + \dots + \dots s^n = 0 \\
 P^{-+}(s) &= q_0^- + q_1^+ s + q_2^+ s^2 + q_3^- s^3 + \dots + \dots s^n = 0 \\
 P^{--}(s) &= q_0^- + q_1^- s + q_2^+ s^2 + q_3^+ s^3 + \dots + \dots s^n = 0.
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

В зависимост от броя на неопределените параметри, за тест на устойчивост се използват следните полиноми на Харитонов [1].

$$\begin{aligned}
 q_i, i > 5 \quad Q &= \{P^{+-}, P^{++}, P^{-+}, P^{--}\} \\
 q_i, i = 5 \quad Q &= \{P^{+-}, P^{++}, P^{-+}\} \\
 q_i, i = 4 \quad Q &= \{P^{+-}, P^{++}\} \\
 q_i, i = 3 \quad Q &= \{P^{+-}\}.
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

Със символа Q се означава областта на неопределеност на параметрите, като в общия случай ще представлява n -мерен правоъгълник за $q_i, i = n$.

Разполагайки с характеристичните полиноми, могат да се конструират характеристични уравнения и да се построят траектории на корените по отношение на неопределените параметри, като се имат в предвид следните ограничения: а) при $q_i < 0$ се навлиза в класа на отрицателния ходограф на корените; б) при обособяване на неопределения параметър е възможно да се наруши условието за физическа реализуемост - реда на полинома в числителя да е по-голям от реда на полинома в знаменателя на получената предавателната функция. Затова вместо варируем параметър да е q_i , функцията на коефициент на Evans се изпълнява от $q_i^* = q_i^{-1}$; в) при нелинейност в q_i правилата за построение на ХК не са приложими. По такъв начин могат да се намерят граничните стойности на неопределените параметри и да се вземат съответните решения.

За изследване на устойчивостта при независими параметри се използва и матрицата на Хурвиц, Жури, в качеството и на алгебричен критерии.

В честотната област се формират зони на неопределеност, които се използват за гарантиране на качество при неопределеност.

5. Робастност при неопределеност

Условията за робастна устойчивост и робастно качество при използване на различните видове неопределености са различни.

5.1 Неструктурирана неопределеност

5.1.1. Мултипликативна неопределеност

Тази неопределеност се използва най-често при синтеза на робастни системи, тъй като в условията за робастност фигурират едновременно функциите на допълнителна чувствителност и на чувствителност.

Условието за робастна устойчивост се базира на характеристичния полином (13)

$$1 + W_o^* (1 + W_M). \quad (13)$$

За общност се приема П-регулатор с коефициент $k = 1$. Следват изразите (14) и (15):

$$1 + W_o^* (1 + W_M) = 1 + W_o^* + W_o^* W_M, \quad (14) \quad W_M = \frac{-1 - W_o^*}{W_o^*} = |T|^{-1}, \quad (15)$$

където T представлява предавателната функция на затворената система.

Условието за робастна устойчивост при мултипликативна неопределеност добива вида (16)

$$|TW_M| < 1. \quad (16)$$

Условието за робастно качество приема израза

$$|SW| + |TW_M| < 1, \quad (17)$$

където S е функцията на чувствителност, а W е тегловната и функция.

5.1.2. Адитивна неопределеност

Характеристичния полином е (18)

$$1 + W_o^* + W_A, \quad \text{откъдето } W_A = S^{-1}. \quad (18)$$

За робастната устойчивост се записва (19) $|W_A k S| < 1$.

5.1.3. Частна неопределеност и инверсна неопределеност

Съответните характеристични полиноми са (20) и (21)

$$1 + W_o^* \left(\frac{1}{1 + W_o} \right) = \frac{1 + W_o + W_o^*}{1 + W_o} \quad (20) \quad \text{и} \quad 1 + W_o^* \left(\frac{1}{1 + W_o^* W_I} \right) = \frac{1 + W_o^* W_I + W_o^*}{1 + W_o^* W_I}, \quad (21)$$

откъдето следват условията за робастна устойчивост, съответно

$$|W_o S| < 1 \quad (22) \quad \text{и} \quad |W_I W_o^* S| < 1. \quad (23)$$

Строгостта на условието за робастно качество, почива на ясни геометрични връзки и моделиране при мултипликативна неопределеност в комплексната равнина на Найквист. Включва се функцията на чувствителност, определяща номиналното качество и номиналната функция на допълнителна чувствителност, фиг.6.

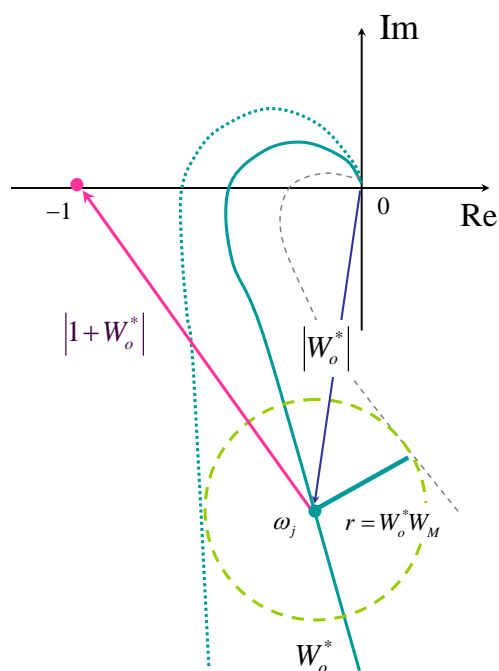
Графично, робастното качество означава необхващане на точката с координати $(-1, j0)$ от окръжностите, моделиращи неопределеността, за честоти участващи при синтеза.

5.1.4. Структурирана неопределеност

При използването на горно ЛДП, условието за робастно качество има формалния израз (24)

$$|F_U(T, \Delta)| < 1. \quad (24)$$

При параметричната неопределеност и използването на полиноми за анализ и взимане на решения за синтез на регулатор, съществуват редица математически доказателства, постигнати по числен път, за всеки конкретен случай, които позволяват точното моделиране на неопределеността.



Фиг.6

Тази математическа страна не е предмет на настоящата работа, тъй като тук същината е получаването на графични модели на неопределеност за целите на метод КТОВ, като се изследва разположението на зоните с неопределеност в комплексната равнина или в честотната област.

За получаването на графичните модели се изисква априорна информация за неопределеността, в реален интервал на неопределеност.

По нататък работата продължава с числен пример на базата на които се моделират различните типове неопределеност и се правят изводи.

6. Числен пример

Предмет на изследване в работата се разглежда модел на обект, описан с предавателна функция (25)

$$W_o = \frac{k}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}. \quad (25)$$

За целите на предстоящите изследвания на робастността, се приема затворена система с ЕООВ и пропорционален регулатор с коефициент 1.

Параметрите k, T_1, T_2 са неопределени точно и са детерминистично зададени в следните интервали (26), като по този начин се формират набор от линейни обекти

$$k \in [1.28, 1.92], T_1 \in [0.23, 0.37], T_2 \in [0.16, 0.24]. \quad (26)$$

За номинален обект се счита модел с предавателна функция (27)

$$W_o^* = \frac{1.6}{s(0.2s + 1)(0.3s + 1)}. \quad (27)$$

Мултипликативна, адитивната, частната и инверсната неопределеност са изчислени съгласно & 3. Записват се следните предавателни функции (28-31).

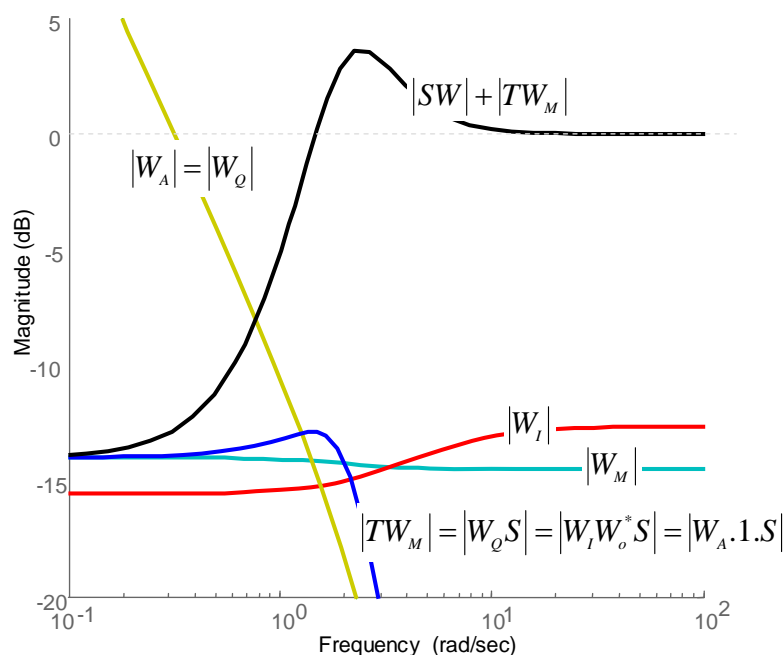
$$W_M = \frac{-0.19(s - 3.166)(s + 3.7)}{(s + 4.167)(s + 2.703)}, \quad (28)$$

$$W_A = \frac{-5.045(s - 3.166)(s + 3.7)}{s(s + 4.167)(s + 2.703)(s + 5)(s + 3.33)}, \quad (28)$$

$$W_Q = \frac{5.045(s - 3.166)(s + 3.7)}{s(s + 4.167)(s + 2.703)(s + 5)(s + 3.33)}, \quad (30)$$

$$W_I = \frac{0.23(s - 3.166)(s + 3.7)}{(s + 5)(s + 3.33)}. \quad (31)$$

На фиг.7 са показани модулите на моделите на неопределеност. От направеното изследване се вижда, че независимо от различния запис на условието за робастна устойчивост, модулите при различните модели на неопределеност съвпадат. За пълнота е показано графичното изображение на условието за робастно качество за $W = 1$, което не се удовлетворява.

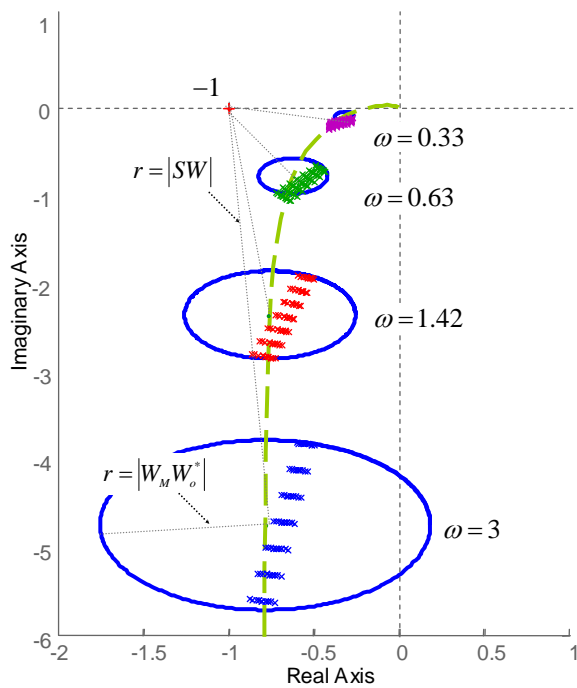


Фиг.7

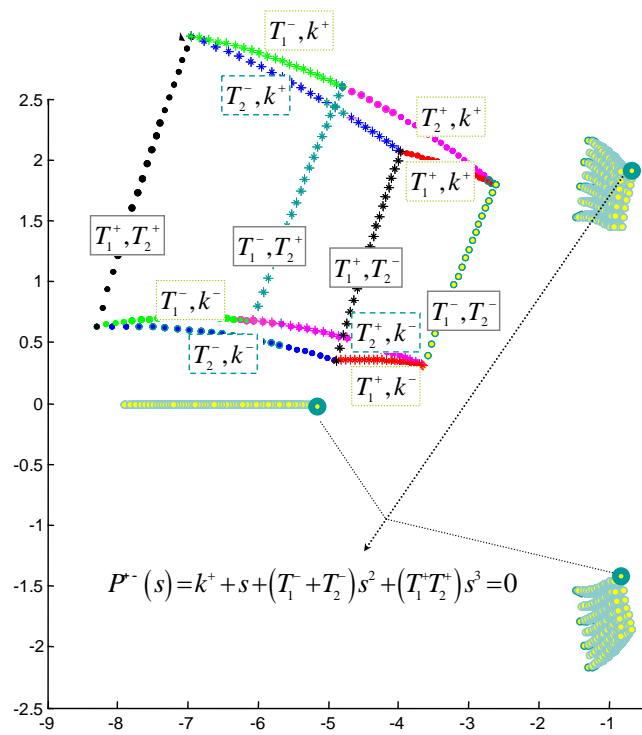
На фиг.8 са показани графичното изражение на робастната устойчивост и робастното качество, при което се анализират окръжности с радиус $r = |W_M W_o^*|_{\omega=0.33,0.63,1.42,3}$. Тук е налице робастна устойчивост, тъй като окръжностите не обхващат точката на устойчивост. Робастното качество не се постига, тъй като радиусът на окръжността $r = |SW|_{\omega=0.33,0.63,1.42,3}$ с център -1 е по-голям от радиуса на показаните окръжности.

На същата фиг.8 са показани и зони на неопределеността, които по-точно отразяват промяната на параметрите. При този модел на неопределеност, условията за робастност се постигат числено и затова е удобно да се визуализират графично резултати, т.е. налице е робастна устойчивост ако получената зона не обхваща точката $-1, j0$. Тук се използва концепцията за параметрична неопределеност и интервални коефициенти.

По подобие на фиг.9 в комплексната равнина, също могат да се формират зони с неопределеност като се използват участъци от траектории на корени.



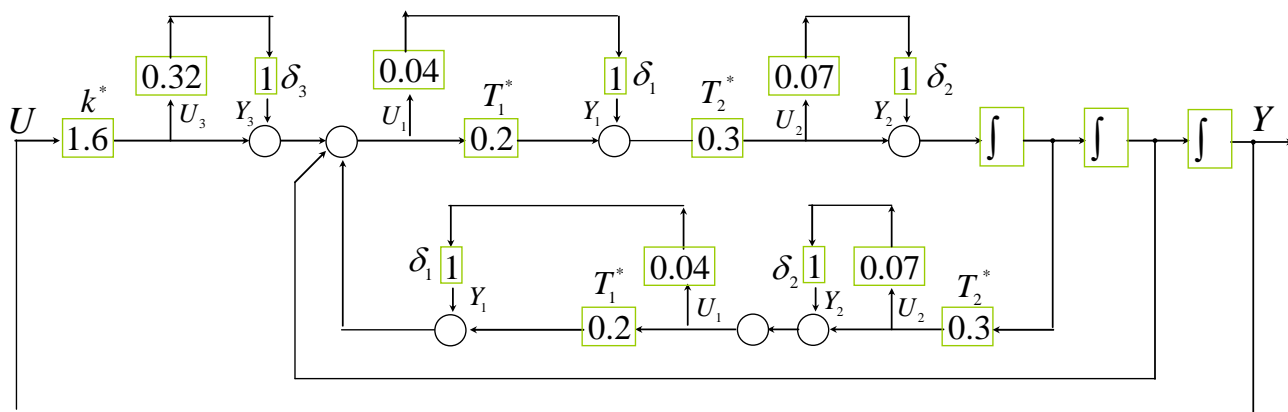
Фиг.8



Фиг.9

Необходимо е получената зона, в случая, поради трите неопределени параметри е куб, да не пресичат имагинерната ос, за да се постигне робастна устойчивост, а ако зоната се позиционира в желана област от комплексната равнина ще е налице и робастно качество. На фиг.9 са означени и корените на уравнението на Харитонов, което доказва устойчивостта на системата, (12).

В частност, структурата на модела на обекта може да се преобразува в горно линейно дробно преобразуване. На фиг.10 е показана структурата, при която неопределеността се отвежда.



Фиг.10

За параметъра $k = k^* + \bar{k}$, където $k^* = \frac{(k^- + k^+)}{2}$, $\bar{k} = \frac{(k^+ - k^-)}{2}$, т.е. $k = 1.6 \pm 0.32$, се записва горното ЛДП (32)

$$F_U(k, \Delta) = k^* (1 + 0.32\delta_3), \Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_2 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_3 \end{bmatrix}, \delta_i \in [-1, 1], i = 1, 2, 3. \quad (32)$$

Аналогично и за другите два параметъра се получават $F_U(T_2, \Delta) = 0.3(1 + 0.07\delta_2)$

и $F_U(T_1, \Delta) = 0.2 + 0.04\delta_1$. Съгласно фиг.5 се записват векторите $Y_\Delta = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix}$ и

$$U_\Delta = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}.$$

7. Заключение

Представените в работата модели на неопределеност позволяват да се опише реална система като се използва набор от линейни модели. Този набор включва номинален модел и други модели, които отразяват гранични стойности на неопределеността. В съвременните управления регулаторът се проектира на база номинален модел на обект. Вече е възможно с един проектиран регулатор, например чрез количествената теория на обратната връзка, да се гарантират желани свойства, като устойчивост и желано качество за всички членове на този набор от модели, които могат да бъдат описани с различен тип неопределеност. В резултат на един такъв робастен синтез се получава нечувствителност към структурирана параметрична неопределеност, като за целта се прилага само един подход за пълния диапазон на работа на реалната система за управление.

8. Литература

- [1] Петков П., М. Константинов, Робастни системи за управление - Анализ и синтез с Matlab, ABC Техника, С., 2002.
- [2] Ackerman J., in co-operation A. Barlett, D. Kaesbauer, W. Sienel, R. Steinhauser, Robust Control – Systems with Uncertain Parameters, L., Springer-Verlag, 1993.
- [3] Garcia-Sanz M., Quantitative Robust Control Engineering: Theory and Applications. In Achieving Successful Robust Integrated Control System Designs for 21st Century Military Applications - Part II. Educational Notes RTO-EN-SCI-166, pp. 11-44, 2006.
- [4] Henrion D., Robust Stability Analysis: Single Parameter Uncertainty, Oct.-Nov. 2001.
- [5] Hollot C. V., R.Tempo, On the Nyquist of an Interval Plant Family, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 39, No 2, pp. 391-396, Feb. 1994.
- [6] Ricardo S. Sanchez-Pena, M. Sznaier, Robust Systems - Theory and Applications, John Wiley & Sons, Inc., 1998.

Автор: Весела Ангелова Карлова-Сергиева, гл. ас.д-р, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: vaks@tu-sofia.bg

Постъпила на 20.11.2012

Рецензент проф. д-тн Емил Николов