



ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ

Том 64, книга 4, 2014

VI^{та} КОНФЕРЕНЦИЯ НА ЕЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИ ФАКУЛТЕТ „ЕФ 2014“

15 – 17 септември 2014 г., Созопол, България



PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA

Volume 64, Issue 4, 2014

VIth CONFERENCE OF FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING “EF 2014”

September 15 - 17, 2014, Sozopol, Bulgaria

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор

проф. дтн Емил НИКОЛОВ

зам. главен редактор

проф. дтн Елена ШОЙКОВА

членове

проф. дтн Георги ПОПОВ

проф. дтн Иван КОРОБКО

проф. дфн Иван УЗУНОВ

проф. дтн Иван ЯЧЕВ

проф. дтн Кети ПЕЕВА

проф. дтн Ганчо БОЖИЛОВ

проф. 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 YATCHEV

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

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ

ЕЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИ ФАКУЛТЕТ

форум
„ДНИ НА НАУКАТА НА ТУ-СОФИЯ“ Созопол'2014

VI^{та} КОНФЕРЕНЦИЯ НА ЕЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИ ФАКУЛТЕТ „ЕФ 2014“

15 – 17 септември 2014 г., Созопол, България

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

председател

проф. д-тн **Иван Ячев**

членове

доц. д-р **Вълчан Георгиев**

доц. д-р **Ангел Цолов**

доц. д-р **Петър Накров**

доц. д-р **Георги Тодоров**

проф. д-тн **Илиана Маринова**

доц. д-р **Валентин Колев**

доц. д-р **Светлана Цветкова**

доц. д-р **Ивайло Долапчиев**

проф. д-тн **Ганчо Божилов**

Научен секретар

доц. д-р **Николай Матанов**

TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING

Forum
„DAYS OF SCIENCE OF TU-SOFIA“ Sozopol'2014

VIth CONFERENCE OF FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING “EF 2014”

September 15 - 17, 2014, Sozopol, Bulgaria

PROGRAM COMMITTEE

chair of PC

Prof. DSc **Ivan Yatchev**

members of PC

Assoc. Prof. PhD **Vulchan Gueorgiev**

Assoc. Prof. PhD **Angel Tzolov**

Assoc. Prof. PhD **Peter Nakov**

Assoc. Prof. PhD **Georgi Todorov**

Prof. DSc **Iliana Marinova**

Assoc. Prof. PhD **Valentin Kolev**

Assoc. Prof. PhD **Svetlana Tzvetkova**

Assoc. Prof. PhD **Ivaylo Dolapchiev**

Prof. DSc **Gantcho Bojilov**

scientific secretary

Assoc. Prof. PhD **Nikolay Matanov**

СЪДЪРЖАНИЕ том 64, книга 4

ЕЛЕКТРОТЕХНИКА

1.	Самуил Александров, Пламен Ризов	15
	<i>Разработване и изследване на синхронен генератор с аксиално магнитно поле</i>	
2.	Иван Ангелов	23
	<i>Изпълняване на автоматично повторно включване при защита с импедансно реле RIS-2</i>	
3.	Иван Ангелов, Николай Матанов	29
	<i>Софтуерен симулатор на импедансно реле RIS-2 и тягова мрежа 25kV</i>	
4.	Михо Михов, Адриан Иванов	37
	<i>Числен подход за определяне на времето за електродинамично спиране на асинхронен двигател</i>	
5.	Георги Павлов, Васил Димитров, Тодор Палев, Албена Христова, Любомир Секулов, Мартина Томчева	47
	<i>Проектиране на лабораторен симулатор за многофункционални микропроцесорни релейни защиты</i>	
6.	Георги Павлов, Васил Димитров, Явор Исаев, Мартина Томчева, Тодор Палев, Любомир Секулов	55
	<i>Проектиране и изследване на транзисторен регулатор с микропроцесорно управление</i>	
7.	Емил Иванов, Емилия Димитрова, Пламен Атанасов	63
	<i>Автоматизиран метод за оценка влиянието на контактната мрежа върху съседните линии</i>	
8.	Емил Иванов, Емилия Димитрова	73
	<i>Пресичания между контактната мрежа и съседните линии и електромагнитна съвместимост</i>	
9.	Петър Динев, Ивайло Иванов, Диляна Господинова	77
	<i>Плазмено-подпомогната капилярна импрегнация за огнезащита на дърво чрез забавители на горенето I. Подпомогната с повърхностно активни вещества капилярна импрегнация</i>	
10.	Петър Динев, Ивайло Иванов, Диляна Господинова	87
	<i>Плазмено-подпомогната капилярна импрегнация за огнезащита на дърво чрез забавители на горенето II. Ефект на органосилициеви повърхностно активни вещества</i>	
11.	Пламен Ризов, Радослав Спасов, Цветомир Стоянов, Виктор Захариев	97
	<i>Определяне на зависимостта на потокосцепленията от натоварването при синхронни машини с постоянни магнити за хибридни автомобили</i>	
12.	Райна Ценева, Янко Славчев, Валентин Матеев	105
	<i>Моделиране на топлинното поле на битови електрически предпазители</i>	
13.	Иван Костов	113
	<i>Съвременни сензори, базирани на GMR- ефект</i>	

14.	Ивайло Долапчиев, Васил Гълъбов.	119
	<i>Товарно устройство за импулсни високоволтови генератори</i>	
15.	Георги Тодоров, Димитър Жечев.	127
	<i>Разпределение на магнитната индукция в двускоростни индукционни двигатели с коничен магнитопровод</i>	
16.	Кръстьо Хинов, Йоско Балабозов, Иван Ячев.	135
	<i>Изследване на електромагнит за брайлов екран с подобрени характеристики</i>	
17.	Николай Караджов, Диньо Костов, Георги Ганев, Кръстьо Хинов.	143
	<i>Изчисляване на основни параметри на ограничител на ток на късо съединение</i>	
18.	Пламен Ризов.	151
	<i>Определяне на времевите функции на фазните потокосцепления и електродвижещи напрежения в синхронни турбогенератори</i>	
19.	Радослав Спасов, Пламен Ризов, Виктор Захариев, Цветомир Стоянов.	161
	<i>Приложение на метода на крайни елементи за определяне на момента и загубите в зъбите на статора при синхронни двигатели с вътрешни магнити</i>	
20.	Димитър Сотиров, Валентин Филипов, Пламен Ризов, Ангел Бахчевански.	171
	<i>Изследване и сравнение на качествата на явнополюсни и неявнополюсни синхронни хидрогенератори</i>	
21.	Иван Хаджиев, Диан Маламов, Иван Ячев.	181
	<i>Влияние на контактните съпротивления върху загарването на тоководещите вериги в комплектно комутационно устройство за ниско напрежение</i>	
22.	Иван Хаджиев.	189
	<i>Влияние на условията на охлаждане върху загарването на комплектно комутационно устройство за ниско напрежение</i>	
23.	Калинка Тодорова, Стефчо Гунински.	197
	<i>Изследване на зависимостта на изходния сигнал на ВТП от проводимостта при различни форми на импулса на възбудителния ток</i>	
24.	Стефчо Гунински, Калинка Тодорова.	203
	<i>Изследване на затихването на импулсни електромагнитни полета в проводящи обекти</i>	
25.	Георги Ганев, Александър Ангелов, Никола Шакев.	209
	<i>Използване на ФЕЦ за частично захранване на обществени обекти</i>	
26.	Захари Зарков.	219
	<i>Система за снемане на характеристиките на слънчеви модули</i>	
27.	Емил Рачев, Владислав Петров.	229
	<i>Високоэффективно управление на синхронни двигатели с постоянни магнити за промишлени вентилационни системи</i>	
28.	Рад Станев.	237
	<i>Концепция за интелигентно управление на мощностите в микромрежи и автономни електроенергийни системи</i>	

29.	Рад Станев, Анастасия Кръстева, Методи Георгиев, Мартин Райков, Михаил Анчев, Христо Анчев.	243
	<i>Моделирание на микромрежи и автономни електроенергийни системи с акумулиращи устройства</i>	
30.	Рад Станев, Методи Георгиев, Анастасия Кръстева.	251
	<i>Подход за оценка на влиянието на зарядни устройства за електромобили върху разпределителните мрежи</i>	
31.	Захари Иванов.	261
	<i>Използване на натриеви лампи ниско налягане и плазмени източници на светлина в осветителните уредби</i>	
32.	Захари Иванов, Виктор Манов.	271
	<i>Светлотехническа ефективност на светловодни системи за естествено осветление в страната</i>	
33.	Захари Иванов, Владимир Шаламанов.	279
	<i>Повишаване качеството на електрическото осветление в учебни помещения</i>	
34.	Димитър Павлов, Ангел Пачаманов, Виктория Чилингирова.	287
	<i>Програмен продукт за изчисляване на проектната стойност на яркостта при проектиране на улично осветление по мезопично зрение</i>	
35.	Николай Матанов, Петър Стоев, Ангел Пачаманов.	295
	<i>Моделирание работата на газоразрядни лампи с високо налягане при димиране с автотрансформатор</i>	
36.	Гергана Блъскова, Божана Ханджиева-Флориан.	305
	<i>Изследване оптичните характеристики на сравнителни материали за отражение в различни геометрии на измерване</i>	
37.	Ангел Пачаманов, Петър Стоев, Тихомир Славчев, Даниел Кайцанов.	315
	<i>Изследване износването на класически светлинни източници и светлодиоди при димиране</i>	
38.	Кирил Късев, Николай Василев.	319
	<i>Съвременни системи за управление на външното осветление</i>	
39.	Ангел Пачаманов, Константин Христов, Димитър Павлов, Даниел Кайцанов.	329
	<i>Мезопични нива на осветеност и възможности за повишаване на енергийната ефективност на осветлението на малки населени места</i>	
40.	Константин Христов, Ангел Пачаманов, Даниел Кайцанов.	337
	<i>Драйвери за адаптивно димиране на светлодиодни осветители</i>	
41.	Николай Матанов, Ангел Пачаманов, Кирил Късев.	341
	<i>Контрол и управление на осветление към отдалечени селски трансформаторове</i>	
42.	Димитър Павлов, Ангел Пачаманов.	349
	<i>Определяне на нормената осветеност при проектиране на външно осветление по мезопично зрение</i>	

CONTENTS volume 64, Issue 4

ELECTRICAL ENGINEERING

1.	Samuil Aleksandrov, Plamen Rizov.....	15
	<i>Development and Research of DC Generator with Axial Magnetic Field</i>	
2.	Ivan Angelov.....	23
	<i>Performing Automatic Reclosing for Protection with Impedance Relay RIS-2</i>	
3.	Ivan Angelov, Nikolay Matanov.....	29
	<i>Software Simulator of Impedance Relay RIS-2 and Traction Network 25kV</i>	
4.	Miho Mihov, Adrian Ivanov.....	37
	<i>Numerical Approach for Determining the Time Of Electrodynamics Stopping of Induction Motor</i>	
5.	Georgi Pavlov, Vasil Dimitrov, Todor Lalev, Albena Hristova, Lubomir Sekulov, Martina Tomcheva.....	47
	<i>Design of a Laboratory Simulator for Multifunctional Microprocessor Relay Protection System</i>	
6.	Georgi Pavlov, Vasil Dimitrov, Yavor Isaev, Martina Tomcheva, Todor Lalev, Lyubomir Sekulov.....	55
	<i>Design and Testing of a Transistor Regulator with Microprocessor Control</i>	
7.	Emil Ivanov, Emiliya Dimitrova, Plamen Atanasov.....	63
	<i>Automated Method to Assess Catenary Impact on Neighboring Lines</i>	
8.	Emil Ivanov, Emiliya Dimitrova.....	73
	<i>Electromagnetic Compatibility with Crossings Between Catenary and Neighboring Lines</i>	
9.	Peter Dineff, Ivaylo Ivanov, Dilyana Gospodinova.....	77
	<i>Plasma-Aided Capillary Impregnation for Flameretardancy of Wood I. surfactants-assisted capillary impregnation</i>	
10.	Peter Dineff, Ivaylo Ivanov, Dilyana Gospodinova.....	87
	<i>Plasma-Aided Capillary Impregnation For flame Retardancy of Wood II. Silicone Surface-Active Agent Effect</i>	
11.	Plamen Rizov, Radoslav Spasov, Tsvetomir Stoyanov, Victor Zahariev.....	97
	<i>Determining the Dependency of the Flux Linkage from the Load in Synchronous Machines with Permanent Magnets for Hybrid Automobiles</i>	
12.	Raina Tzeneva, Yanko Slavtchev, Valentin Mateev.....	105
	<i>Modeling of Thermal Field of Electrical Fuses for Domestic Application</i>	
13.	Ivan Kostov.....	113
	<i>Modern Sensors Based on GMR- Effect</i>	
14.	Ivaylo Dolapchiev, Vasil Galabov.....	119
	<i>High Voltage Pulse Generators Load Device</i>	
15.	George Todorov, Dimitar Jetchev.....	127
	<i>Distribution of the Magnetic Flux Density in Double-Speed Induction Motors with Conic Magnetic Core</i>	

16.	Krastyo Hinov, Iosko Balabozov, Ivan Yatchev.	135
	<i>Studying of Electromagnetic Actuator with Improved Characteristics for Braille Screen</i>	
17.	Nikolai Karadzhov, Dinyo Kostov, Krastjo Hinov, Georgi Ganev.	143
	<i>Fault Current Limiter Basic Parameters Calculation</i>	
18.	Plamen Rizov.	151
	<i>Determening the Phase Flux Linkage's Time Function and the phase Electromotive Forces's in Turbo Generators</i>	
19.	Radoslav Spasov, Plamen Rizov, Victor Zahariev, Tsvetomir Stoyanov.	161
	<i>The Application of the Finite Element Method for Determining the Torque and the Losses in the Steal's Teeth in the Stator of a Synchronous Machine with Imbedded Permanent Magnets</i>	
20.	Dimitar Sotirov, Valentin Filipov, Plamen Rizov, Angel Bahchevanski.	171
	<i>Study and Comparison of the Characteristics of Salient and Non-Salient Synchronous Hydro Generators</i>	
21.	Ivan Hadzhiev, Dian Malamov, Ivan Yatchev.	181
	<i>Influence of Contact Resistances on Heating of the Current-Carrying Circuits in a Low-Voltage Switchboard</i>	
22.	Ivan Hadzhiev.	189
	<i>Influence of the Cooling Conditions on Heating a Low-Voltage Switchboard</i>	
23.	Kalinka Todorova, Stefcho Guninski.	197
	<i>Study of Influence of the ECT Output Signal From Conductivity at Different Pulse Shapeof the Excitation Current</i>	
24.	Stefcho Guninski, Kalinka Todorova.	203
	<i>Study of Damping Pulse Electromagnetic Fields in Conductive Objects</i>	
25.	Georgi Ganev, Alexander Angelov, Nikola Shakev.	209
	<i>The PV Station Using for Partial Supply of Public Buildings</i>	
26.	Zahari Zarkov.	219
	<i>A System For Solar Modules I-V Characteristics Measurement</i>	
27.	Emil Rachev, Vladislav Petrov.	229
	<i>High Efficiency Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for Use in Industrial Ventilation</i>	
28.	Rad Stanev.	237
	<i>A Concept for Smart Power Management of Microgrids and Autonomous Electrical Power Systems</i>	
29.	Rad Stanev, Anastasia Krusteva, Metody Georgiev, Martin Raykov, Michail Anchev, Hristo Antchev.	243
	<i>Modeling of Microgrids and Autonomous Power Systems with Storage Devices</i>	
30.	Rad Stanev, Metody Georgiev, Anastasia Krusteva.	251
	<i>An Approach for Estimation of the Impact of Electric Vehicle Charging Devices on Distribution Networks</i>	
31.	Zahari Ivanov.	261
	<i>Use of Low Pressure Sodium Lamps and Light Emitting Plasma for Lighting Systems</i>	

32.	Zahari Ivanov, Viktor Manov	271
	<i>Lighting Efficiency of Optics Systems Natural Light in the Country</i>	
33.	Zahari Ivanov, Vladimir Schalamanov	279
	<i>Improving the Quality of the Electrical Lighting in Training Classrooms</i>	
34.	Dimityr Pavlov, Angel Pachamanov, Viktoria Chilingirova	287
	<i>Software for Calculation of Luminance Project Value in Street Lighting Designed by Mesopic Vision</i>	
35.	Nikolay Matanov, Peter Stoev, Angel Pachamanov	295
	<i>Modeling the Work of High Pressure Discharge Lamps by Dimming with Autotransformer</i>	
36.	Gergana Blaskova, Bojana Handjieva-Florian	305
	<i>Research of Optical Characteristics of Reference Materials for Reflection in Various Measurement Geometries</i>	
37.	Angel Pachamanov, Peter Stoev, Tihomir Slavchev, Daniel Kaytsanov	315
	<i>Study of Wear Classic Light Sources and LEDs by Dimming</i>	
38.	Kiril Kassev, Nikolay Vassilev	319
	<i>Contemporary Outdoor Lighting Control Systems</i>	
39.	Angel Pachamanov, Konstantin Hristov, Dimitar Pavlov, Daniel Kaytsanov	329
	<i>Mezopic Light Levels and Opportunities for Improving the Energy Effi- ciency of Lighting Small Settlements</i>	
40.	Konstantin Hristov, Angel Pachamanov, Daniel Kaytsanov	337
	<i>Drivers Adaptive Dimming of LEDs Luminaires</i>	
41.	Nikolay Matanov, Angel Pachamanov, Kiril Kassev	341
	<i>Control and Management of Street Lightning on Rural Areas</i>	
42.	Dimityr Pavlov, Angel Pachamanov	349
	<i>Standart Illumination Definition in Street Lighting Designed by Mesopic Vision</i>	

Author's Index - Volume 64, Issue 4

<i>author</i>	<i>article</i>	<i>author</i>	<i>article</i>
1 Adrian Ivanov	4	35 Martin Raykov	29
2 Albena Hristova	5	36 Martina Tomcheva	5, 6
3 Alexander Angelov	25	37 Metody Georgiev	29, 30
4 Anastasia Krusteva	29, 30	38 Michail Anchev	29
5 Angel Bahchevanski	20	39 Miho Mihov	4
6 Angel Pachamanov	34, 35, 37, 39, 40, 41, 42	40 Nikola Shakev	25
7 Bojana Handjieva	36	41 Nikolai Karadzhov	17
8 Daniel Kaytsanov	37, 39, 40	42 Nikolay Matanov	3, 35, 41
9 Dian Malamov	21	43 Nikolay Vassilev	38
10 Dilyana Gospodinova	9, 10	44 Peter Dineff	9, 10
11 Dimitar Jetchev	15	45 Peter Stoev	35, 37
12 Dimitar Pavlov	39, 34 42	46 Plamen Atanasov	7
13 Dimitar Sotirov	20	47 Plamen Rizov	1, 11, 18, 19, 20
14 Dinyo Kostov	17	48 Rad Stanev	28, 29, 30
15 Emil Ivanov	7, 8	49 Radoslav Spasov	11, 19
14 Emil Rachev	27.	50 Raina Tzeneva	12
17 Emiliya Dimitrova	7, 8	51 Samuil Aleksandrov	1
18 Georgi Ganev	17, 25	52 Stefcho Guninski	23, 24
19 Georgi Pavlov	5, 6	53 Tihomir Slavchev	37
20 George Todorov	15	54 Todor Lalev	5, 6
21 Gergana Blaskova	36	55 Tsvetomir Stoyanov	11, 19
22 Hristo Antchev	29	56 Valentin Filipov	20
23 Iosko Balabozov	16	57 Valentin Mateev	45, 12
24 Ivan Angelov	2, 3	58 Vasil Dimitrov	5, 6
25 Ivan Hadzhiev	21, 22	59 Vasil Galabov	14
26 Ivan Kostov	13	60 Victor Zahariev	11, 19
27 Ivan Yatchev	16, 21	61 Viktor Manov	32
28 Ivaylo Dolapchiev	14	62 Viktoria Chilingirova	34
29 Ivaylo Ivanov	9, 10	63 Vladimir Schalamanov	33
30 Kalinka Todorova	23, 24	64 Vladislav Petrov	27
31 Kiril Kassev	38, 41	65 Yanko Slavtchev	12
32 Konstantin Hristov	39, 40	66 Yavor Isaev	6
33 Krastjo Hinov	17, 16	67 Zahari Ivanov	31, 32, 33
34 Lubomir Sekulov	5, 6	68 Zahari Zarkov	26

Volume 64 Issue 4

pages

340

articles

42

authors

68

РАЗРАБОТВАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИНХРОНЕН ГЕНЕРАТОР С АКСИАЛНО МАГНИТНО ПОЛЕ

Самуил Александров, Пламен Ризов

Резюме: В доклада са описани отделни етапи от разработването на конструкцията на синхронен генератор с постоянни магнити, при който работния магнитен поток е насочен в аксиална посока спрямо оста на въртене. Изработен е опитен прототип, който е използван за провеждане на експериментални изследвания. Направено е числено моделиране на магнитното поле чрез Метода на крайните елементи. Получените резултати от експерименталните изследвания и численото моделиране са използвани за анализ и оценка на разработените конструкции.

Ключови думи: метод на крайни елементи, синхронен генератор с постоянни магнити, аксиално магнитно поле

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF DC GENERATOR WITH AXIAL MAGNETIC FIELD

Samuil Aleksandrov, Plamen Rizov

Abstract: The report describes the various stages of the design process of a synchronous generator with permanent magnets, in which the working magnetic flow is directed in the axial direction relative to the axis of rotation. There is experimental prototype which is used to conduct experimental research. Numerically modeling of the magnetic field is done by the finite elements method. The results obtained from experimental tests and numerical modeling have been used for analysis and evaluation of the developed structure.

Key words: Finite Element Method (FEM), permanent magnet synchronous generator, axial magnetic field.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Синхронните машини от дисков тип с постоянни магнити и аксиално магнитно поле (AFPM) са алтернатива на електрическите машини с цилиндрична конструкция на статора и ротора [1,2]. Компактната конструкция и високата плътност на мощност на този тип машини ги прави особено подходящи за електрически превозни средства, помпи, вентилатори, регулиращи вентили, центрофуги, роботи и промишлено оборудване. Големият диаметър на ротора с висок инерционен момент може да се използва като механичен акумулатор на енергия. Също така могат да се използват в вятърни електроцентрали с малка и

постига чрез използване на дискове с по-малки диаметри, за сметка на по-голям брой модули в аксиална посока. АФРМ машини могат да бъдат проектирани с единична въздушна междина (фиг.1) или с множество въздушни междини (фиг.2), с решетъчни или безканални неметални дискове [3]. Нискомощностните АФРМ машини често са проектирани като машини с безканални намотки и повърхностни постоянни магнити.

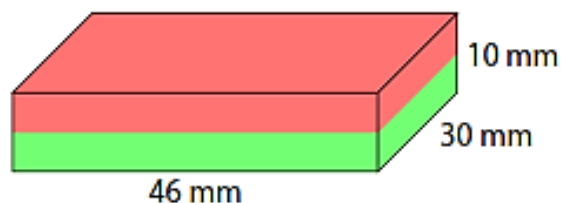
Целта на настоящият доклад е описание на етапите за разработване на експериментална конструкция на синхронна машина с аксиално магнитно поле, възбудено от постоянни магнити, която да позволява лесно изменение на въздушната междина, брой на навивките в намотките и т.н. Направено е моделиране на магнитното поле в машината чрез използване на метода на крайните елементи [5] при различен размер на въздушната междина и различен брой на навивките в намотките. Получените резултати от моделирането са сравнени както помежду си, така и с резултати от експерименталните изследвания на изградения прототип.

2. РАЗРАБОТВАНЕ НА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЕН ПРОТОТИП

Разработеният експериментален прототип е с единична въздушна междина, метален роторен диск, върху който са монтирани 8 постоянни магнита, с размери, показани на фиг.4, неподвижен статорен неметален диск, върху който са монтирани 6 бобини, както е показано на фиг.5. Бобините на статорната намотка са свързани в схема, показана на фиг.6.



Фиг.3. Роторен диск.

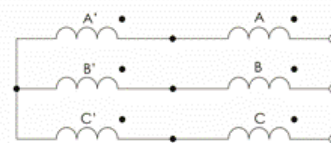


Фиг.4. Постоянен магнит.

Разработеният експериментален прототип е с 8 магнита монтирани на роторния диск, с последователност на редуване, показана на фиг.3. Те са тип Неодим-желязо-бор (NdFeB), като техните размери не са обект на изчисление в настоящият доклад, а са използвани налични такива.

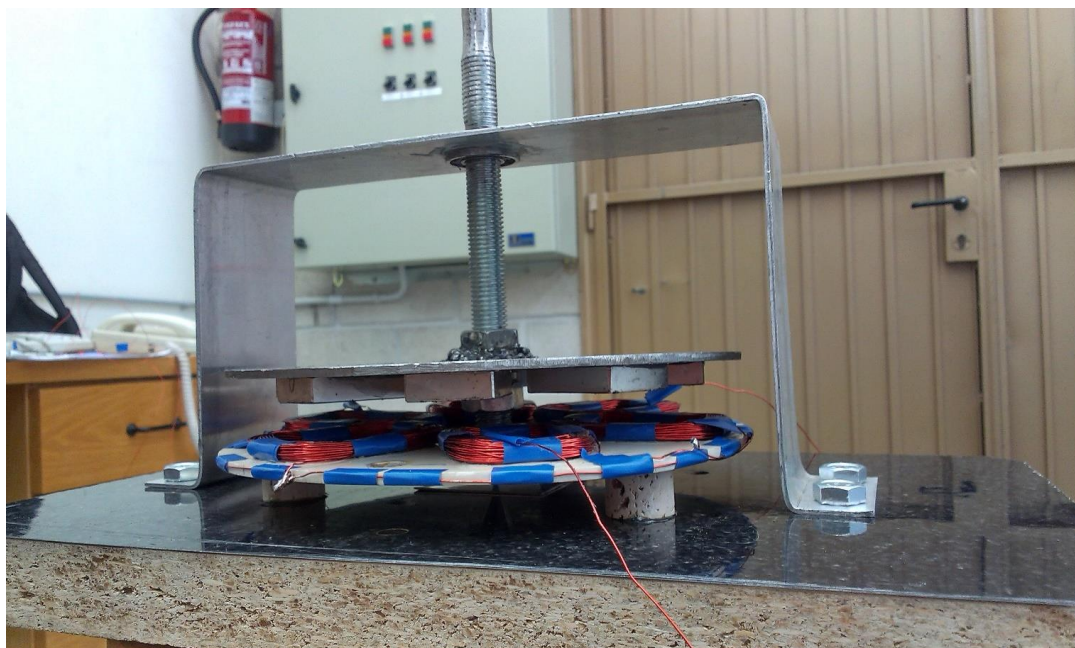


Фиг.5. Статорен диск.



Фиг.6. Схема на свързване.

На фиг.5 е показана последователността на монтиране на бобините на статорните фази върху статорният диск - А, С', В, А', С, В', като намотката е свързана в звезда.



Фиг.7. Експериментална конструкция на синхронният генератор.

Посочените на фиг.3 и на фиг.5 роторен и статорен диск са сглобени в единна конструкция, показана на фиг.7. Статорният диск е монтиран неподвижно към фундамента на експерименталният стенд, а роторният диск е монтиран върху вал, който е лагерован върху носеща рама. Задвижването на експерименталната конструкция се осигурява чрез помощна машина, осигуряваща различни обороти на въртене на роторният диск.

Разработени са 4 варианта на посочената по-горе конструкция, които се различават по броя на навивките в статорните бобини и размера на въздушната междина. Данните за различните варианти са показани в табл.1. Стойностите на индукцията, посочени в третата колона на таблицата са получени чрез моделиране на синхронният генератор с аксиално магнитно поле във FEMM при различни стойности на въздушната междина, показани във втората колона на таблицата.

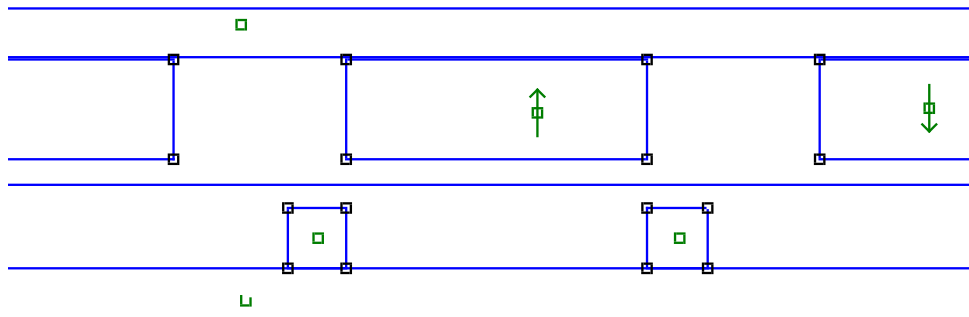
Таблица 1

Брой навивки в бобина	Въздушна междина δ (m)	Индукция В(Т)
12	0.009	0.78
20	0.014	0.67
30	0.02	0.56
100	0.05	0.6

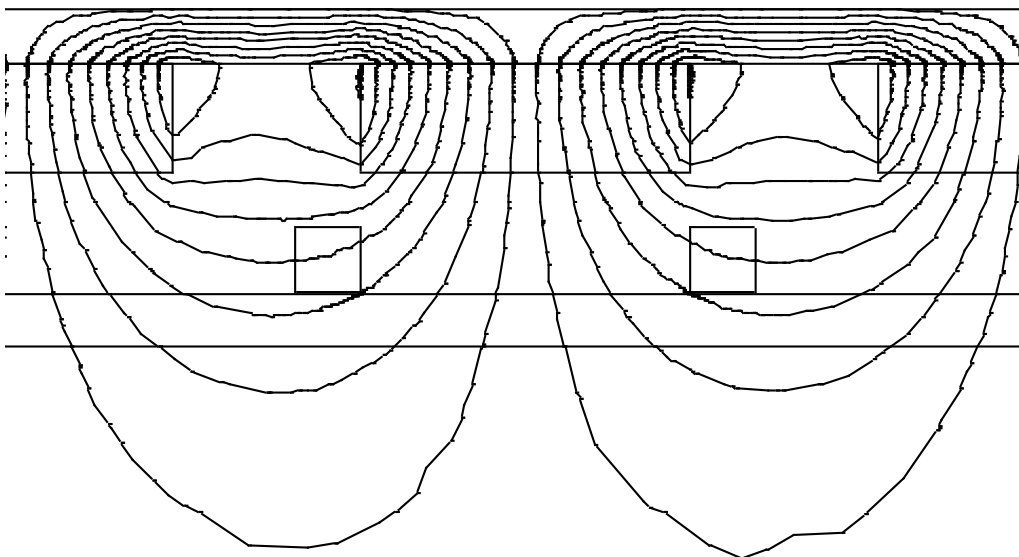
3. РАЗРАБОТВАНЕ НА ЧИСЛЕНИ МОДЕЛИ

На фиг.8 е показан един от разработените варианти за моделиране на магнитното поле при $\delta = 5\text{mm}$. Показано е редуването на постоянните магнити. Моделиран е режим на празен ход на синхронният генератор. В разработеният модел

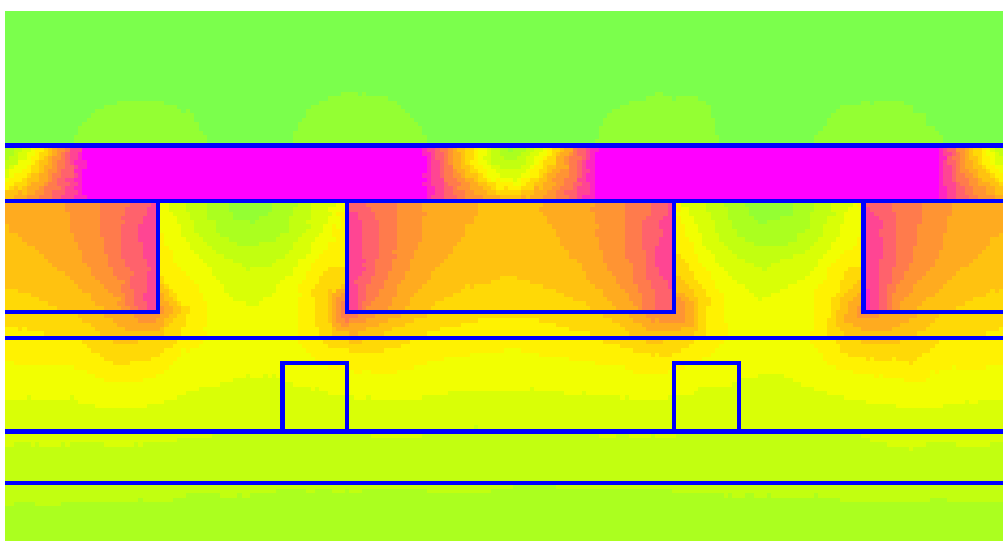
е отчетена нелинейността на стоманата на роторният диск, чрез кривата на намагнитване на стомана тип SS416. Аналогични модели са разработени и за останалите въздушни междини. На фиг.9 е показано разпределението на магнитните силови линии в напречното сечение на генератора [5], на фиг.10 - разпределението на магнитната индукция в него и на фиг.11 пространственото разпределение на магнитната индукция във въздушната междина.



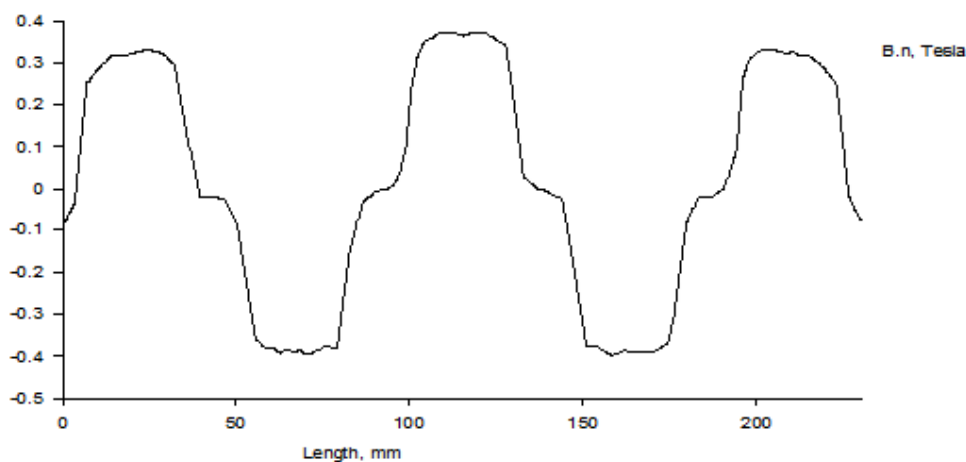
Фиг.8. Модел за изследване на магнитното поле в AFPM.



Фиг.9. Разпределение на силовите линии на магнитното поле.



Фиг.10. Разпределение на магнитната индукция в напречното сечение.



Фиг.11. Пространствено разпределение на магнитната индукция във въздушната междина.

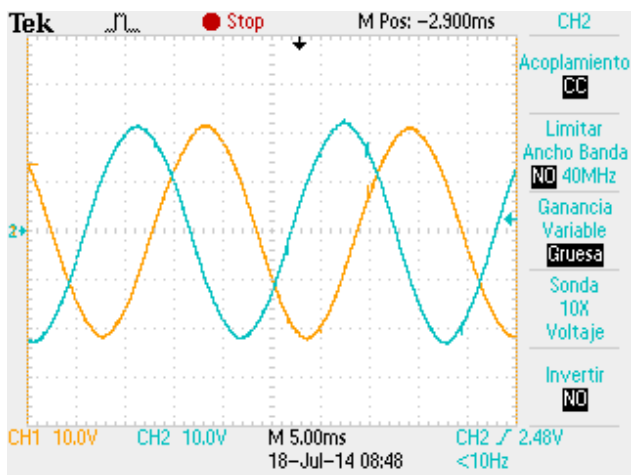
4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

Опитната постановка, показана на фиг.12 се състои от разработената експериментална конструкция от фиг.8; задвижваща машина, осигуряваща различна честота на въртене; натоварващо устройство със степени 440, 220, 110, 55; АС/DC преобразувател, свързан между изводите на статорните фази и натоварващото устройство и двулъчев осцилоскоп.

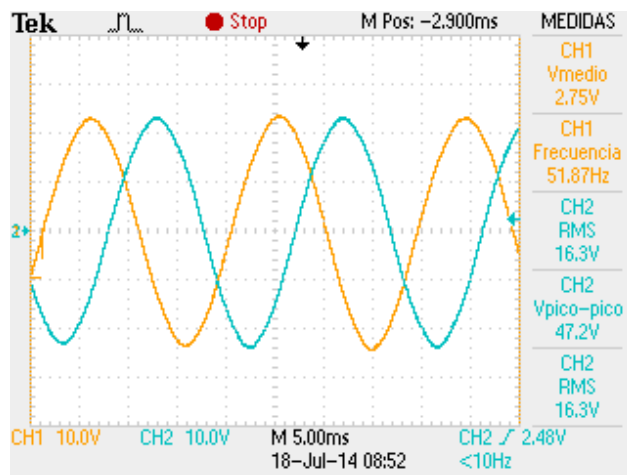


Фиг.12. Опитна постановка за провеждане на експериментални изследвания.

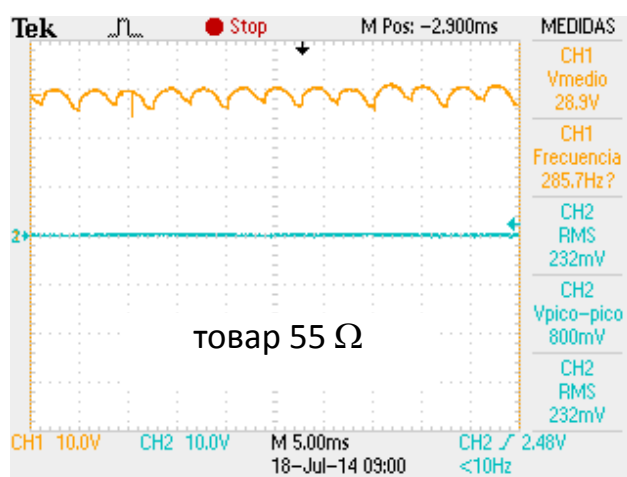
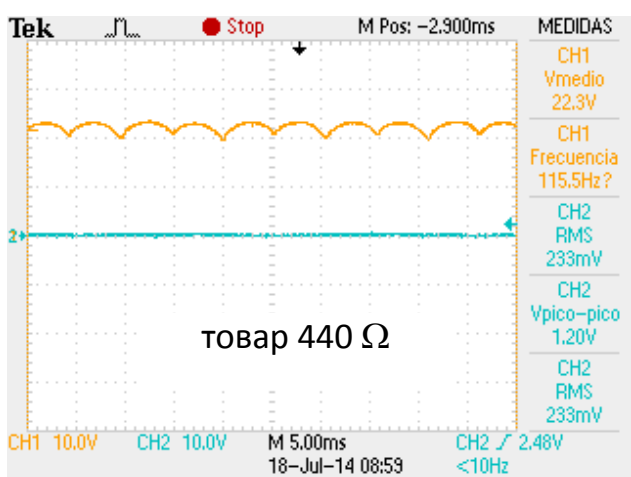
1. Изследване на ъгъла на дефазирание между напреженията на отделните фази. Заснети от осцилограмите са напреженията на индуктирани едновременно в две съседни фази. Резултатите за фази А и -В са показани на фиг. 13 а за фази А и С на фиг.13
2. Проведени са експерименти под товар с товарни съпротивления съответно 440; 55; 440, 220, 110 и 55 в паралел. Получени са осцилограми на тока след АС/DC преобразувателя при различни стойности на товара на генератора показани на фиг 15 (440 Ω) и 17 (55 Ω) и фиг. 16 (в паралел 440 Ω +110 Ω + 220 Ω + 55 Ω Ω).



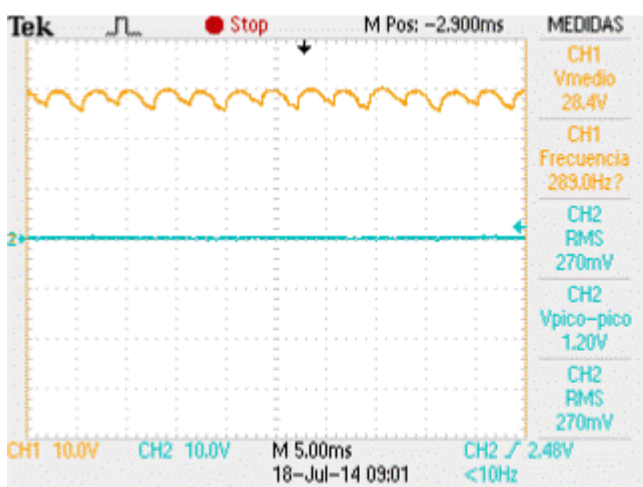
Фиг.13. Осцилограми на напреженията във фази А и Б.



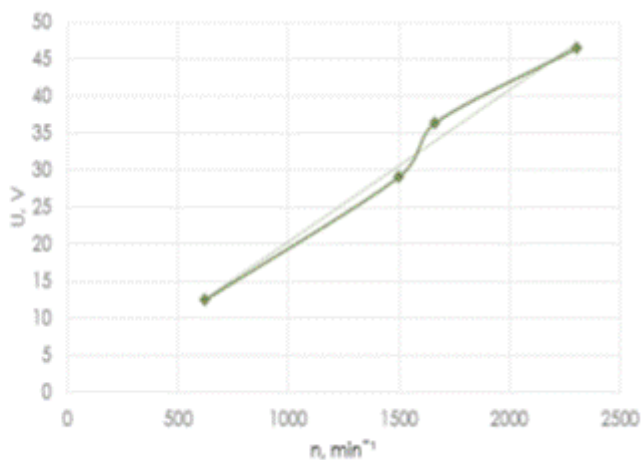
Фиг.14. Осцилограми на напреженията във фази В и С.



Фиг.15. Осцилограми на тока след АС/DC преобразувателя при товар 440Ω и 55Ω



Фиг.16. Осцилограми на тока след АС/DC преобразувателя при товар в паралел $440\Omega + 110\Omega + 220\Omega + 55\Omega$.



Фиг.17. Експериментална зависимост на напрежението от оборотите.

3. Снемане на зависимостта на напрежението на синхронния генератор от скоростта на въртене.

На фиг.17 е показана експериментално снетата зависимост на напрежението на синхронния генератор във функция от честотата на въртене в режим на празен ход.

Отклонението в експериментално снетата характеристика в трета точка спрямо очакваната (показана с права линия) се дължи на особености в измервателната апаратура, която е използвана по време на експериментите.

5. АНАЛИЗ И ЗАКЛЮЧЕНИЯ

Разработеният прототип даде възможност да се направи оценка, че дадената конструкция е приложима за битово приложение;

Установени предимства на тази конструкция са липсата на електромагнитно възбуждане и улеснен монтаж на постоянните магнити върху плоската повърхност на роторния диск. Експерименталните резултати показват, че е необходимо прецизиране на монтажа на статорните бобини и постоянните магнити с цел получаване на симетрична система напрежения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Boldea I. (2006). Variable speed generators, Boca Raton, FL, CRC Press
- [2] Chiroque J., Dávila C. (2008). Microaerogenerador IT-PE-100 para electrificación rural, Soluciones Prácticas – ITDG
- [3] Gieras J.F., Wang R-J, Kamper M.J. (2008). Axial flux permanent magnet brushless machines, New York, Springer Science + Business Media
- [4] Gieras J.F., Wing M. (2002). Permanent magnet motor technology: design and applications, New York, Marcel Dekker
- [5] Meeker D., Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User's Manual
- [6] Piggott H. (2005). How to build a wind turbine: The axial flux windmill plans, Hugh Piggott

Автори: Самуил Румен Александров, инж., катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет Технически университет - София, E-mail address: samuil24@gmail.com; Пламен Миланов Ризов, доц. д-р инж., катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет Технически университет - София, E-mail address: pmri@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Димитър Сотиров

ИЗПЪЛНЯВАНЕ НА АВТОМАТИЧНО ПОВТОРНО ВКЛЮЧВАНЕ ПРИ ЗАЩИТА С ИМПЕДАНСНО РЕЛЕ RIS-2

Иван Ангелов

Резюме: Представен е алгоритъм за извършване на автоматично повторно включване (АПВ) при защита на изводи към контактна мрежа в тягови подстанции за промишлена честота 25kV. С алгоритъма за АПВ се разширяват функциите на импедансно реле RIS-2. За контрол и управление на прекъсвача се използват съществуващи в RIS-2 цифров вход и релеен изход.

Ключови думи: реле, импедансно, защита, АПВ

PERFORMING AUTOMATIC RECLOSING FOR PROTECTION WITH IMPEDANCE RELAY RIS-2

Ivan Angelov

Abstract: An algorithm is presented for performing automatic reclosing with protection of catenary outputs in substations. Extend the functions of impedance relay RIS-2. Control and management of the interrupter with existing digital input and relay output on the PIS-2.

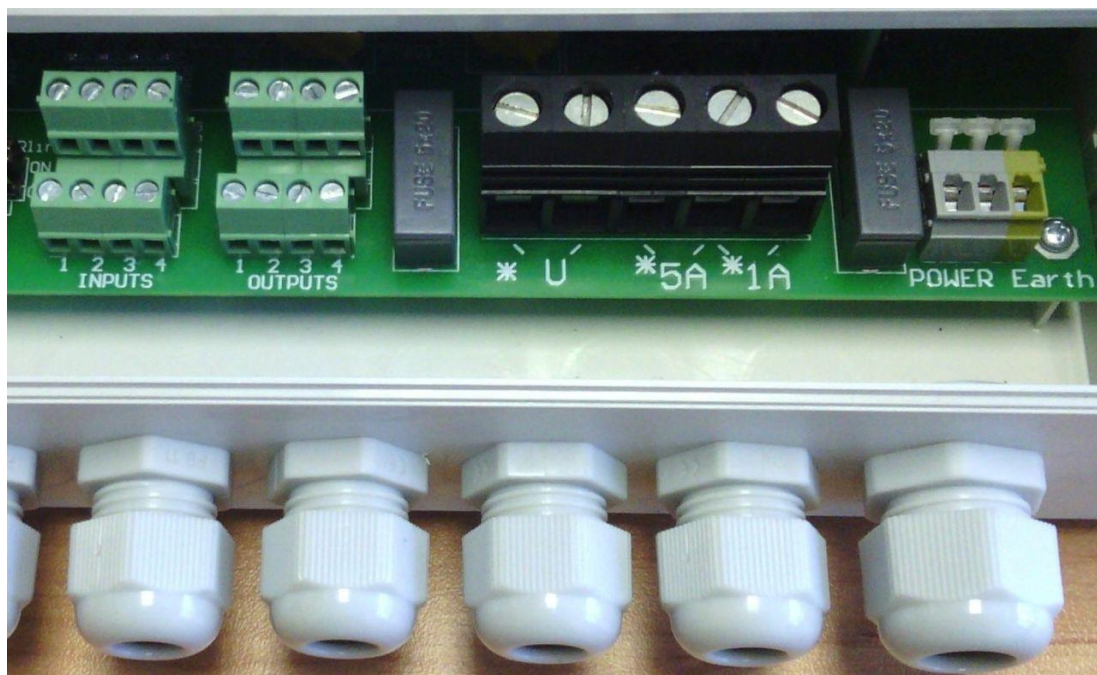
Keywords: relay, impedance, protection, RC

1. ВЪВЕДЕНИЕ

За защита на изводите в тяговите подстанции за променлив ток с промишлена честота е разработено цифрово импедансно реле тип RIS-2 [1], [2]. За свързване към веригите за мерене, управление и сигнализация в тяговата подстанция са предвидени измервателни напреженов и токови входове, четири изолирани и независими цифрови входа и четири релейни изхода, показани на фиг.1.

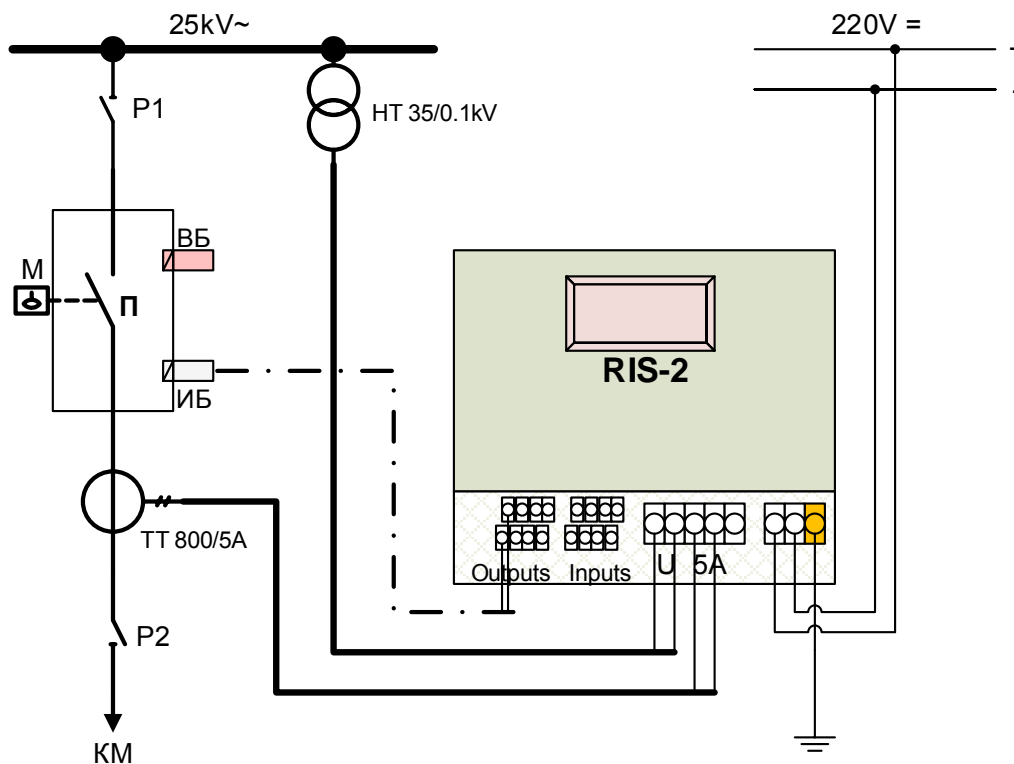
За сигнал „аларма“ е предвиден релеен изход 4. При нормална работа на релето на изход 4 няма верига. Ако релето спре да работи, примерно след отпадане на оперативното му хранване или софтуера даде сигнал за аларма, се затваря веригата на изход 4. Изхода „аларма“ може да бъде свързан към звънец, блинкер или друго средство за сигнализация в тяговата подстанция. Импедансното реле RIS-2 има заложен функция за проверка на задействането на прекъсвача на извода след регистриране на авария и подаване на команда „изключване“ от релеен изход 1. Сигнал от блокконтакт на прекъсвача се подава на цифров вход 1 с което може да се провери дали прекъсвача е изключил. Ако това не се е случило се изчаква 1 секунда и се задейства релеен изход 2. Задействането на изход 2 може да изключи прекъсвача на трансформатора в тяговата подстанция. Съот-

ветно със сигнал от блокконтакт на прекъсвача на трансформатора се проверява задействането му. Ако веригите за проверка на прекъсвачите не са свързани или някой от прекъсвачите не заработи се подава сигнал „аларма“ за 1 секунда.



Фиг.1. Входи и изходи на импедансно реле RIS-2.

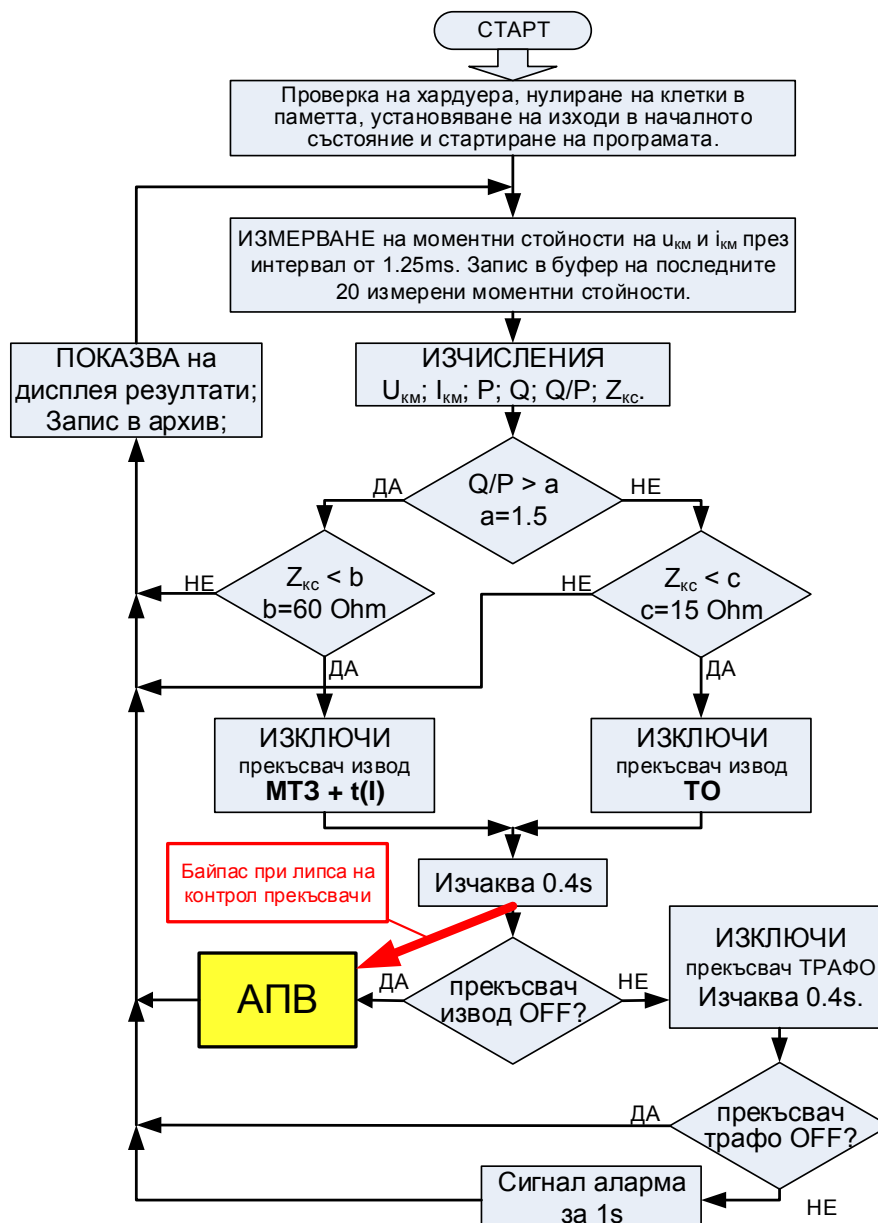
Ако цифровото импедансно реле RIS-2 се използва само като защита (без допълнителни функции) се свързва както е показано на фиг.2. Тук „ИБ“ е изключващата бобина на прекъсвача.



Фиг.2. Свързване на RIS-2 към веригите в тягова подстанция.

2. АЛГОРИТЪМ НА РАБОТА И МЯСТОТО НА „АПВ“ В НЕГО

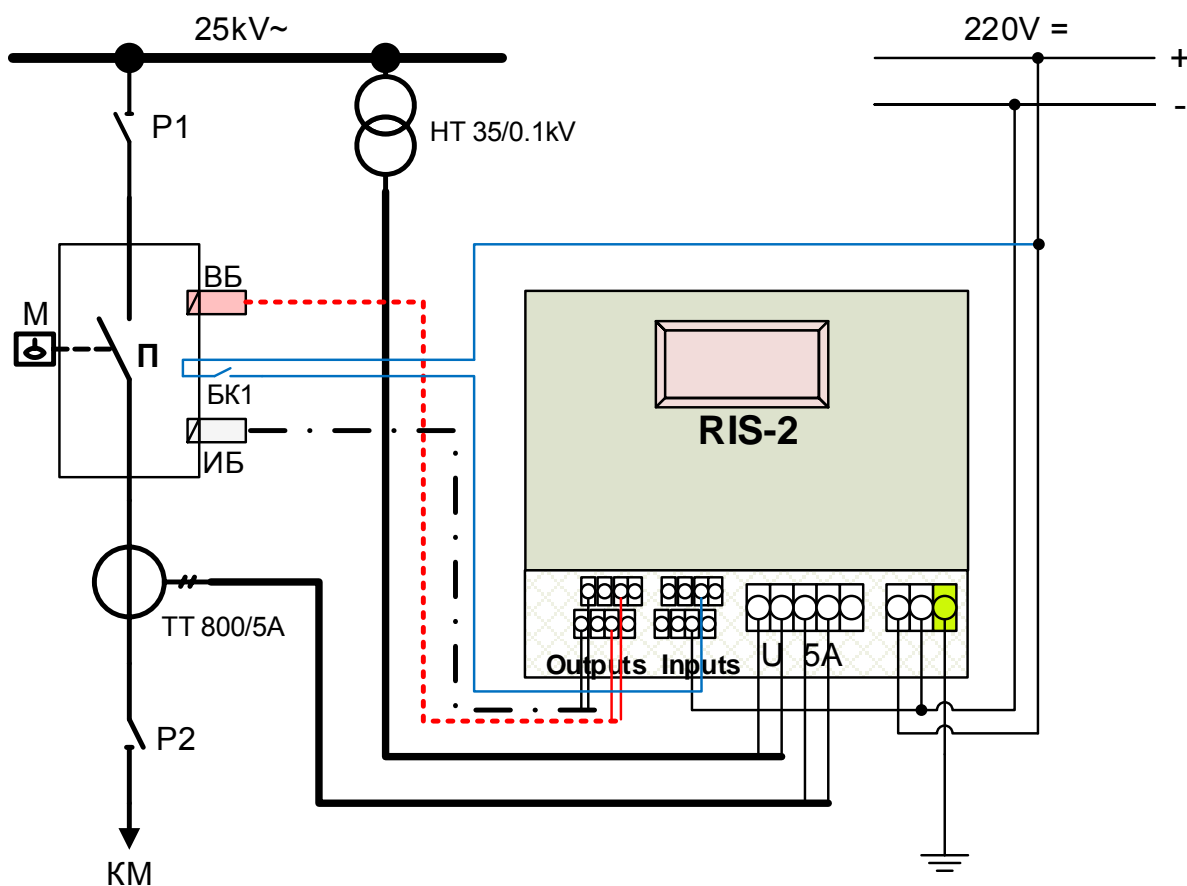
Алгоритъмът на работа на цифрова импедансна защита RIS-2 е показан на фиг.3 [2]. С жълто е показано разклонението на алгоритъма в което ще се изпълнява автоматично повторно включване „АПВ“. При използване на веригите за контрол на прекъсвачите (цифрови входове 1 и 2) алгоритъма се изпълнява нормално. Ако RIS-2 се използва само като импедансно реле и не контролира работата на прекъсвачите трябва софтуерно да се включи „байпас“ в алгоритъма. Така след регистриране на авария и подаване на команда за изключване на прекъсвача се отива директно към изпълняване на автоматично повторно включване - „АПВ“. Възможно е да се изпълни хардуерен „байпас“ на проверката на прекъсвача. На цифров вход 1 може да се подаде директно оперативното напрежение 220V DC. Така ще има сигнал, че прекъсвача е изключил и при проверка „прекъсвач извод OFF?“ ще се отива към „АПВ“.



Фиг.3. Алгоритъм на работа.

3. СВЪРЗВАНЕ НА RIS-2 ЗА ИЗПЪЛНЯВАНЕ НА „АПВ“

За да работи цифровата импедансна защита с функция за автоматично повторно включване „АПВ“ е необходимо да се свържат две допълнителни вериги към апаратите в тяговата подстанция. За включване на прекъсвача се използва релеен изход 3, който трябва да задейства включващата бобина „ВБ“. За контролиране дали е включил прекъсвача се използва нормално отворен блокконтакт „БК1“, който подава оперативно напрежение на цифров вход 3. Схематично връзките на RIS-2 с функция „АПВ“ са показани на фиг.4. С червен цвят е показана веригата на включващата бобина, а със син – помощния контакт на прекъсвача.



Фиг.4. Връзки на RIS-2 с функция „АПВ“.

4. АЛГОРИТЪМ НА „АПВ“

За работата на АПВ има някои условия и предпоставки:

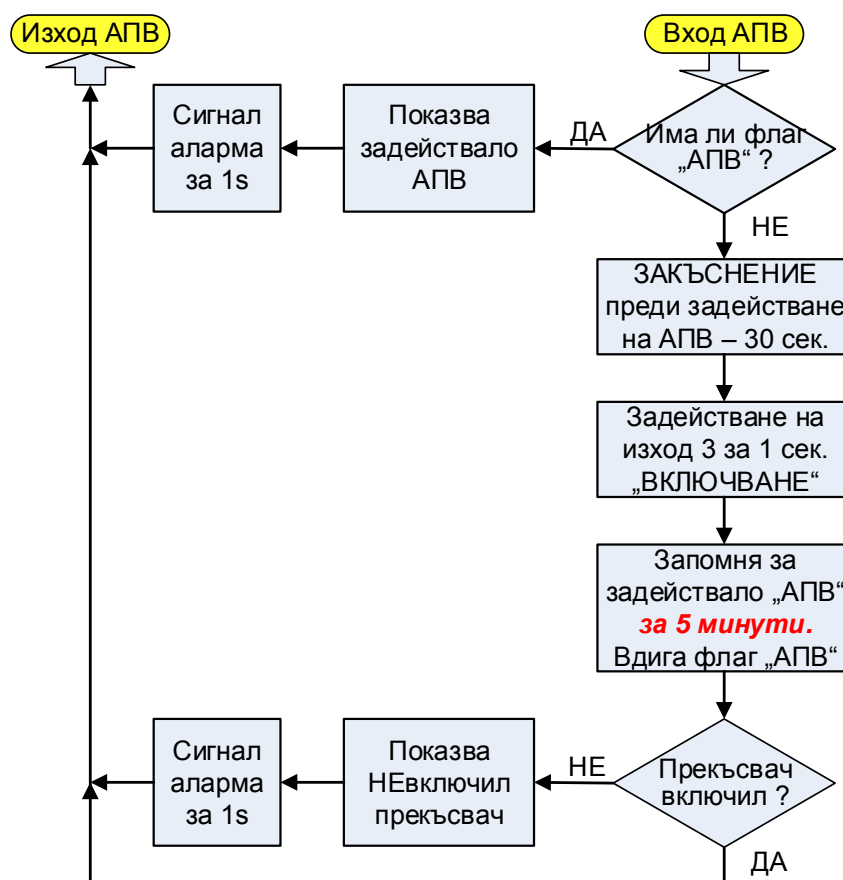
- АПВ се задейства само при настъпване на авария (късо съединение);
- Ако прекъсвача на извода е изключен от външна команда, то по извода не може да стане авария и да се задейства АПВ;
- След включване на прекъсвача (захранване на извода) трябва да стане авария, за да се задейства АПВ.

Подробния алгоритъм на АПВ е показан на фиг.5. След изключване на авария от RIS-2 се стига до звеното АПВ на фиг.3. При подробния алгоритъм на АПВ

това е „Вход АПВ“ – фиг.5. Първата проверка е дали е задействало АПВ преди това изключване. Ако е установен флаг за задействане на АПВ на дисплея ще се изпише „задействало АПВ“ и ще се задейства изход аларма за 1 секунда.

При първа авария по извода ще се провери липсата на флаг АПВ, при което по алгоритъма ще се изчака 30 секунди преди включването на прекъсвача. След това се задейства изход 3 за 1 секунда „ВКЛЮЧВАНЕ“ на прекъсвача. Запомня се задействането на АПВ (вдига флаг АПВ) за 5 минути и проверява дали прекъсвача е включил (вход 3).

При нормално включил прекъсвач се отива на „Изход АПВ“. В противен случай се показва „НЕ включил“ и дава аларма.



Фиг.5. Алгоритъм на „АПВ“

5. ИЗВОДИ

След разширяване на функционалността на импедансно реле RIS-2, с добавяне в алгоритъма на звено „АПВ“, се получава едно завършено импедансно реле за защита на изводите в ТПС при товари от всякакъв вид.

Разширения алгоритъм на импедансно реле RIS-2 с добавено автоматично повторно включване (АПВ) подобрява работата на съоръженията и автоматиката в тяговите подстанции на НКЖИ.

Това е важно при работа на подстанциите без дежурен персонал.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ангелов И., Хардуерна реализация на импедансно реле за тягови мрежи 25kV, Годишник на ТУ-София, т. 60, кн. 2, 2010, стр.193-198
- [2] Ангелов И., Алгоритъм на работа на импедансно реле за тягови мрежи 25kV, Годишник на ТУ-София, т. 60, кн. 2, 2010, стр.199-202

Автор: Иван Колев Ангелов, гл. ас. инж., катедра „Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт”, Електротехнически Факултет, Технически университет - София, E-mail adress: ivanang@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент доц. д-р инж. Димитър Богданов

СОФТУЕРЕН СИМУЛАТОР НА ИМПЕДАНСНО РЕЛЕ RIS-2 И ТЯГОВА МРЕЖА 25KV

Иван Ангелов, Николай Матанов

Резюме: В тяговите подстанции на железопътния транспорт се използва микропроцесорна защита RIS-2 (импедансно реле RIS-2). При разработката и изследване работата на защитата е използван софтуерен симулатор работещ в средата на MatLab. Установяването на късо съединение и пресмятане на резултатите в симулатора е по същия алгоритъм като в реалното устройство. В доклада са представени принципите на работа и възможностите на софтуерния симулатор. На симулатора може да се проверява реакцията на реалното импедансно реле RIS-2 при различни аварийни ситуации по тяговата мрежа. Това позволява да се натрупат данни за характерни особености на отчетените стойности по време на късото. Анализът на получените резултати дава възможност да се разпознават причините за възникнали реални къси съединения в практиката.

Ключови думи: реле, импедансно, защита, симулатор

SOFTWARE SIMULATOR OF IMPEDANCE RELAY RIS-2 AND TRACTION NETWORK 25kV

Ivan Angelov, Nikolay Matanov

Abstract: In substations of railways used microprocessor protection RIS-2 (impedance relay RIS-2). In the development and testing work of protection used software simulator developed in MatLab. The establishment of a short circuit and calculation of the results in the simulator is the same algorithm as in the actual device. The paper presents the principles of operation and capability of a software simulator. With the simulator the response of the actual impedance relay RIS-2 in various emergency situations traction network can be checked. This allows to accumulate data on characteristics of the readings during the short circuits. Analysis of results makes it possible to recognize the cause of the actual short circuit in practice.

Keywords: relay, impedance protection, simulator

1. ВЪВЕДЕНИЕ

При експлоатацията на тяговите мрежи за променлив ток възникват повреди или временни аварийни ситуации. Една част от аварията са къси съединения с причинител елементи на тяговата мрежа или подвижния състав. Друга немалка част от късите съединения се причиняват от краткотрайно нарушаване на изо-

лационните разстояния между проводниците и заземени части в близост. Голяма част от тях протичат през мощна открита електрическа дъга. Релейната защита в тяговата подстанция сработва от тока на късо съединение и изключва аварирания извод.

Съвременните цифрови импедансни защиты са снабдени с функция за изчисляване на разстоянието до късото съединение по параметрите на аварийния режим. Това са тока и напрежението на веригата с късо съединение, които зависят от импеданса на същата. Слабата разклоненост на контактните мрежи предполага линейна зависимост на техния импеданс от разстоянието при твърдо (метално) късо съединение. Това се използва за изчисляване на мястото на повреда и нейното отстраняване или заобикаляне [1], [2]. При наличие на електрическа дъга в мястото на късо съединение се променя импедансът на контактната мрежа. Изчисленото разстояние до късото съединение е по - голямо от реалното. Тук трябва да се коригира пресметнатото разстояние до мястото на повреда според вида на късото съединение [3]. Друга предпоставка за грешки е аperiодичната съставка в тока по време на преходния процес.



Фиг.1. Външен вид на RIS-2.

2. КОМПЮТЪРЕН СИМУЛАТОР НА RIS-2

За цялостно симулиране на работата на импедансно реле RIS-2, показано на фиг.1, е разработен компютърен модел в среда Matlab.

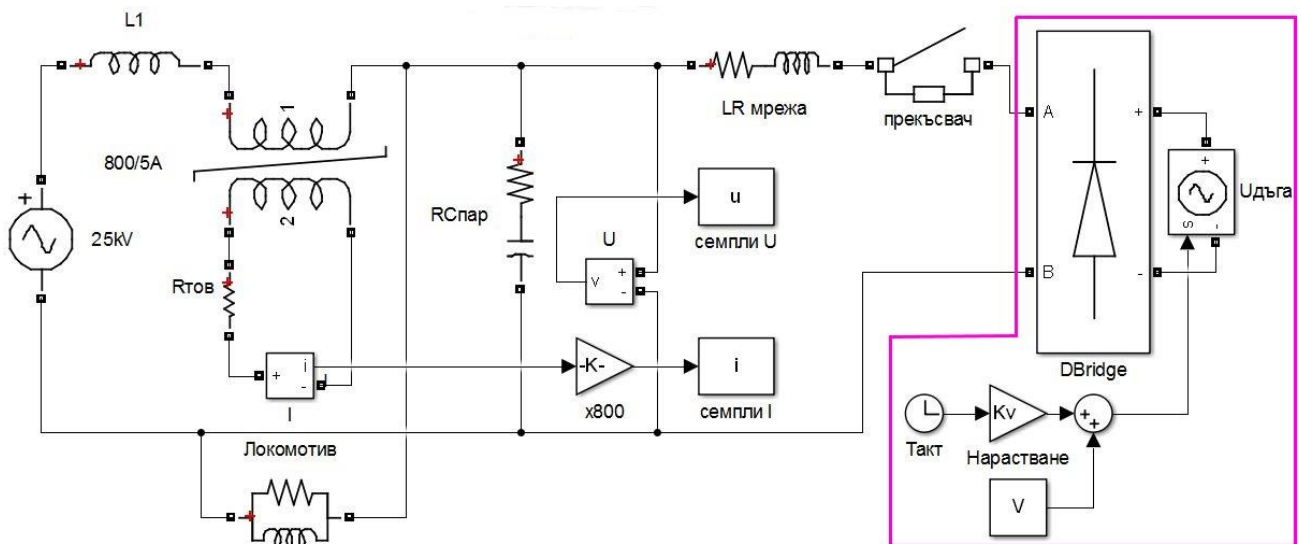
Моделирани са: захранващ тягов трансформатор, тягова мрежа, товар в зоната на подстанцията, токов измервателен трансформатор и нелинейна верига за късо съединение. Схемата на модела е показана на фиг.2.

Ограденият участък от модела е нелинейната верига в мястото на късо съединение от която се определя и типа на късото съединение. Може да е „метално“, през дъга с различни параметри или през удължаваща (разтегляща) се дъга [4]. Моментът на настъпване на късото съединение и неговата продължителност се управляват от „прекъсвач“, а импеданса на тяговата мрежа, за съответната дистанция до късото, се задава на „LR мрежа“.

Токът в тяговата мрежа се измерва през токов трансформатор ТТ с блока „I“. Стойностите се привеждат към първичните с блока „x800“ и се измерват на семпли през 1,25ms от блок „семпли I“. Ефективната стойност на напрежението на шините в тяговата подстанция се определя чрез записване на моментни стойности на напрежението през 1,25ms от блок „семпли U“.

За сравняване на данните при различни режими могат да се правят по няколко симулации и да се прегледат резултатите на една графика.

Моделът е подобен на [3] но измерването и изчисляването на резултатите е както във физически реализираното устройство с 16 моментни стойности за един период [5].



Фиг.2. Модел за компютърна симулация на импедансно реле RIS-2 и тягова мрежа 25kV.

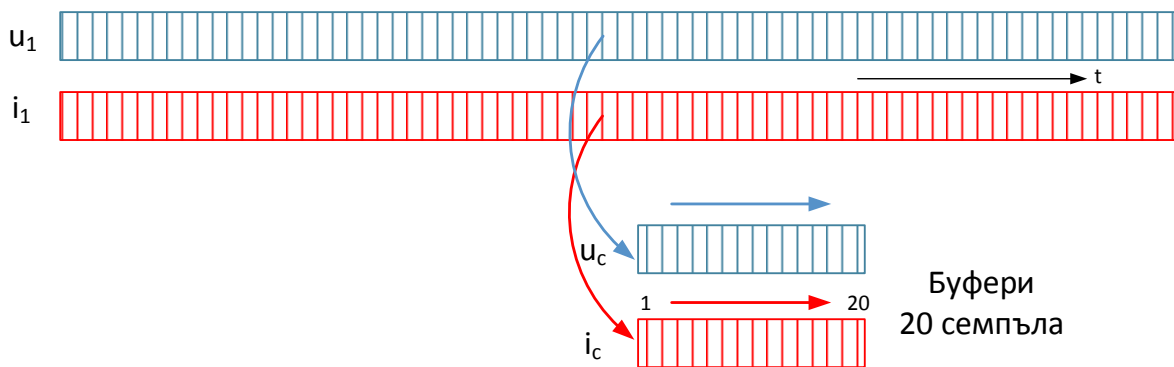
По време на работа RIS-2, непрекъснато във времето t , измерва напрежението u_i и тока i_i през интервали от 1,25ms.

Всяка от моментните стойности за напрежението и за тока се запомня в буфер с 20 елемента, както е илюстрирано на фиг. 3.

След всяко поредно измерване стойностите влизат в буферите в първата клетка като „избутват“ останалите стойности назад в буфера.

Най-старият 20-сти семпъл отпада и се замества от 19-стия по ред.

По този начин при всяко поредно измерване имаме последните 20 стойности за 25ms назад.

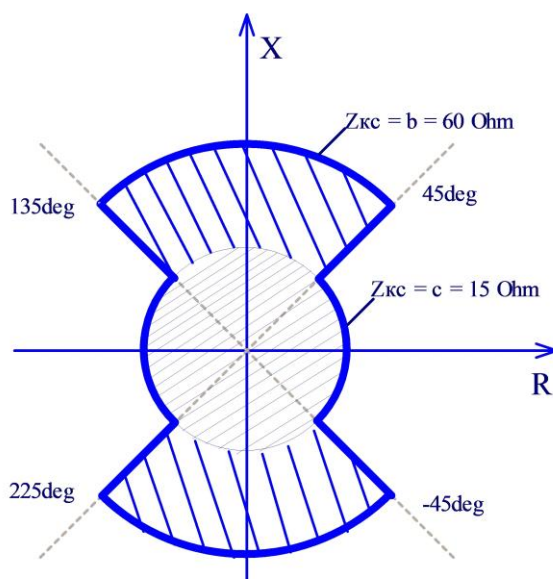


Фиг.3. Измерване на отделните семпли и запълване на буферите.

С буферираните 20 стойности за напрежението и тока, на всеки интервал от 1,25ms, се изчислява тока, напрежението, активната и реактивната мощности [1].

$$I = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{16} i_j^2}{16}} \quad (1); \quad U = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{16} u_j^2}{16}} \quad (2);$$

$$P = \frac{\sum_{j=1}^{16} u_j i_j}{16} \quad (3); \quad Q = \frac{\sum_{j=1}^{16} u_j i_{j+4}}{16} \quad (4).$$



Фиг.4.

Токът пресметнат по (1) се проверява дали $I > 500A$. Това е пусковият орган на релейната защита. След регистриране на евентуална авария (задействие на пусковия орган) се измерва още 20ms и тогава с резултатите от буферите се стартира изчислителният орган. Допълнителното изчакване от 20ms е необходимо, за да се избегне преходния процес по време на възникване на аварията, както и първоначалната голяма стойност на апериодичната съставка в тока. Тоест да затихне вероятната апериодична съставка в тока.

При задействане на изчислителния орган се пресмятат (1) до (4), както и:

- определяне на пълната мощност по P и Q
$$S_1 = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (5)$$

- определяне на пълната мощност по U и I
$$S_2 = U * I \quad (6)$$

- коригиран ток за намаляване на грешката от апериодичната съставка
$$I_{кор} = I * 0.95 * \frac{S_1}{S_2} \quad (7)$$

- импеданс до мястото на късо съединение
$$Z_{кc} = \frac{U}{I_{кор}} \quad (8)$$

- определяне дефазиранието на вектора на тока
$$tg\varphi = \frac{|Q|}{|P|} \quad (9)$$

След получаване на горните резултати се определя къде попада късото съединение според диаграмата на изключване, показана на фиг.4.

При импеданс до късото съединение по-малък от 15 ома, независимо от ъгъла, се попада в зона c и прекъсвачът се изключва без закъснение, т.е. реализирана е така наречената „токова отсечка“.

```

%% Изчисления
n = length(Varc);
k = length(Line);
% l = 1;          % 4 варианта на късо съединение;
% j = 1;          % 9 дистанции до късото съединение
for l = 1 : 1 : n
    for j = 1 : 1 : k
        for t = 5 : 1 : 40
            U (t-4, j, l) = rms(u_(t : t+16, j, l)); % ефективни стойности
            I (t-4, j, l) = rms(i_(t : t+16, j, l));
            for ii = 1 : 1 : 16
                p(ii) = u_(t+ii, j, l)*i_(t+ii, j, l); % мощности
                q (ii) = u_(t+ii, j, l)*i_(t+ii+4, j, l);
            end
            P (t-4, j, l) = sum (p) / 16;
            Q (t-4, j, l) = sum (q) / 16;
            if I (t-4, j, l) > 500, break, end % проверка за к.с.
        end
        tt = t + 16; % 16 семпъла напред (измерване по време на късото съединение)
        U1(j, l) = rms(u_(tt : tt+16, j, l)); % ефективни стойности по време на късото съединение
        I1(j, l) = rms(i_(tt : tt+16, j, l));
        for ii = 1 : 1 : 16
            p1(ii) = u_(tt+ii, j, l)*i_(tt+ii, j, l); % мощности по време на късото съединение
            q1 (ii) = u_(tt+ii, j, l)*i_(tt+ii+4, j, l);
        end
        P1(j, l) = sum (p1) / 16;
        Q1(j, l) = sum (q1) / 16;
        S1 = sqrt(P1.^2 + Q1.^2); % Пълна мощност по Q и P
        S2 = U1 .* I1; % Пълна мощност по U и I
        tagi = abs(Q1) ./ abs(P1);
        Ikor = I1 .* 0.95 .* (S1./S2);
        Zsc = U1 ./ Ikor;
    end
end
end

```

Фиг.5. Програма за изчисления

Ако импедансът до късото съединение е между 15 и 60 ома и се попада в зона *b* прекъсвача се изключва с времезакъснение. Закъснението е между 0 и 0,9 секунди, като зависи от големината на тока [1]. Времезакъснението в зависимост от тока е с цел селективно изключване на защитата при паралелна работа на съседни тягови подстанции или при захранване на съседен участък през секционен пост.

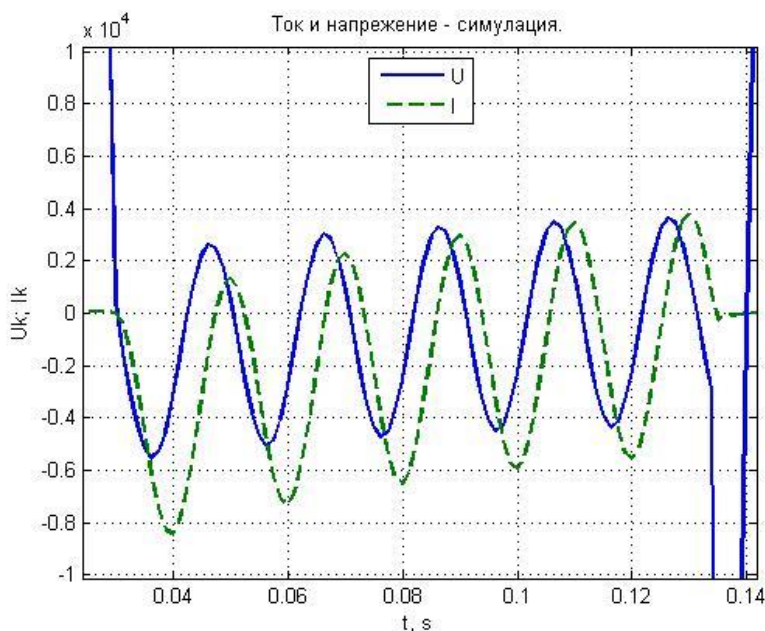
Част от кодът на модела, чрез който се пресмятат резултатите, е показан на фиг.5. Не са показани инициализацията на първоначалните стойности, параметрите на късите съединения и разстоянията.

На модела може да се задава моментът, в който възниква късото съединение. По този начин може да се получава различна големина на апериодичната съставка в тока. Прекъсвачът изключва късото 100ms след възникването му. И тук също както в [3] се правят изчисления за 4 вида къси съединения, като за всяко от тях се получават резултати за 9 дистанции от подстанцията.

3. РЕЗУЛТАТИ ОТ СИМУЛАТОРА НА RIS-2

С така разработеният модел на тягова мрежа и симулация на хардуера на RIS-2 могат да се правят разнообразни експерименти с къси съединения.

Резултатите от работата на симулатора могат да се представят в числов, табличен или графичен вид. Работната среда позволява да се видят семплите в буферите, с които са пресметнати резултатите по време на късото съединение. След анализ на резултатите може да се определят грешките при определяне на импеданса до късото съединение, а оттам и разстоянието до аварията.



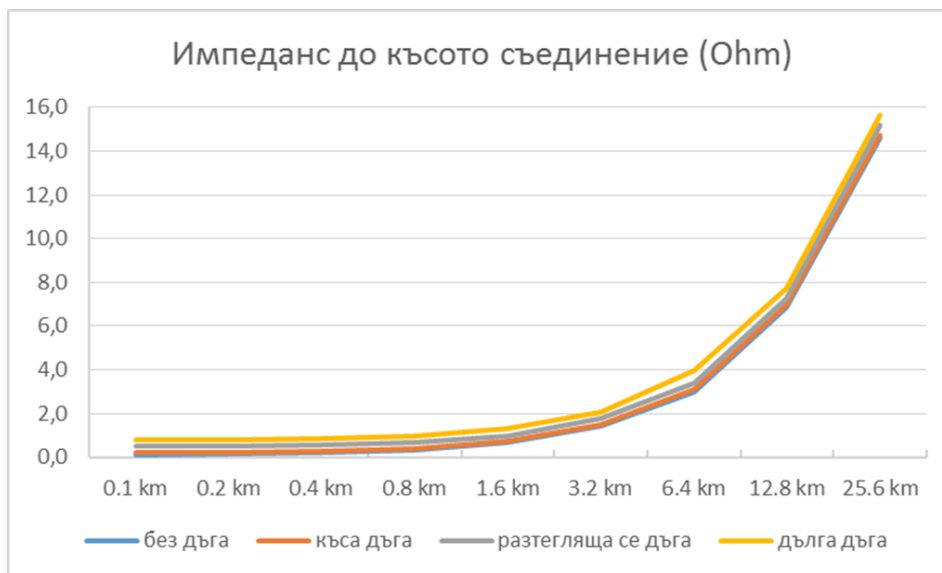
Фиг.6. Късо на разстояние 12.6 km.

На фиг.6 е показана осцилограма от модела при късо съединение с голяма апериодична съставка в тока. Показан е само моментът от възникване на късото съединение до изключването на прекъсвача. За илюстриране работата на модела са направени симулации на къси съединения при зададен начален момент на възникване.

Табл.1
Резултати за $Z_{кc}$ (ома)

L	Без дъга	Къса дъга	Разтегляща се дъга	Дълга дъга
0.1 km	0,105	0,180	0,472	0,795
0.2 km	0,131	0,203	0,484	0,810
0.4 km	0,194	0,260	0,551	0,847
0.8 km	0,342	0,399	0,667	0,951
1.6 km	0,674	0,736	0,968	1,318
3.2 km	1,409	1,471	1,751	2,051
6.4 km	2,994	3,089	3,384	3,966
12.8 km	6,864	6,967	7,275	7,714
25.6 km	14,616	14,733	15,192	15,647

В точката на късо съединение има четири вида аварии. За девет разстояния и 4 вида къси са пресметнати резултати за импеданса на контактната мрежа до аварията. Получените стойности са показани в табл.1, а графиките на фиг.7.



Фиг.7. Резултати за $Z_{кc}$ в графичен вид.

4. ИЗВОДИ

Софтуерният симулатор на импедансно реле RIS-2 е разработен за „виртуална“ проверка на защитата при различни ситуации в контактната мрежа. По този начин се спестява извършването на реални къси съединения по контактната мрежа и натоварване на прекъсвачите с излишни изключения.

При реалното устройство може да се преглеждат само моментните стойности за съответното късо съединение, без да е ясна причината за аварията. На симулатора се знае точно каква е аварията и могат да се виждат отделните отчети, с които е получен крайният резултат. Това позволява да се натрупат данни за характерни особености на отчетените моментни стойности по време на късото. Така след преглеждане на записи от реални къси съединения ще може да се разпознава причината за аварията.

На края, но не на последно място, ще може да се виждат и анализират грешките на RIS-2. Така след прилагане на подходящи методи на пресмятане ще могат да се намалят грешките при определяне на разстоянието до аварията.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ангелов Ив. *Алгоритъм на работа на импедансно реле за тягови мрежи 25 kV*, Годишник на ТУ-София, том 60, кн.2, 2010, стр.199-203
- [2] Ангелов Ив., П. Матов. *Импеданси на тягови мрежи 25kV с къси съединения през електрически дъги*. IV научна конференция ЕФ2012, 28 септ. – 1 окт. 2012, Созопол.
- [3] Ангелов И.К., Н.С. Матанов. *Изследване работата на импедансно реле RIS-2 в тягови мрежи при къси съединения*. Годишник на Техническият Университет - София, том 63, книга 5, 2013г., стр. 383 – 388.
- [4] Khorashadi Zadeh. *An ANN-Based High Impedance Fault Detection Scheme: Design and Implementation*. International Journal of Emerging Electric Power Systems, Volume 4, Issue 2, 2005, Article 1
- [5] Ангелов И. *Хардуерна реализация на импедансно реле за тягови мрежи 25kV*. Годишник на ТУ-София, т. 60, кн. 2, 2010, стр.193-198

Автори: Иван Колев Ангелов, гл. ас. инж., катедра „Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт”, Електротехнически Факултет; Технически университет - София, E-mail adress: ivanang@tu-sofia.bg; Николай Стефанов Матанов, доц. д-р, катедра „Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт”, Електротехнически Факултет, Технически университет - София, E-mail adress: nsm@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Димитър Богданов

ЧИСЛЕН ПОДХОД ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ВРЕМЕТО ЗА ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНО СПИРАНЕ НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ

Михо Михов, Адриан Иванов

Резюме: В разработката е представено предложение за числен подход за определяне на времето за електрическо спиране на асинхронен двигател, чрез пропускане на постоянен ток в статорните фази при различни схеми на свързването им.

Ключови думи: електрическо спиране с постоянен ток, FEMM, електрически загуби в ротора на асинхронен двигател,

NUMERICAL APPROACH FOR DETERMINING THE TIME OF ELECTRODYNAMICS STOPPING OF INDUCTION MOTOR

Miho Mihov, Adrian Ivanov

Astract: In the current paper is presented a numerical approach for time determination of induction's motor electrical braking after direct current inclusions in stator phase's different connection schemes.

Keywords: DC-Injection, FEMM, electrical losses in the rotor of the induction motor.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Известна е общата класификация на методите на спиране на електродвигателите [1,2,3]:

1. Механично спиране посредством механично триене (фрикционно) с външна спирачка, в т.ч. и вградена в електродвигателя [4].

2. Електрическо спиране.

То може да бъде:

2.1. Спиране чрез противовключване, което има това предимство, че може да може да настъпи момент на пълно спиране на ротора. (Ако, обаче, процесът не се овладее, роторът ще се завърти и ускори в обратна посока.)

2.2. Спиране чрез преминаване в генераторен режим – рекуперативно спиране в определен интервал на скоростта, при което не може да се получи пълно спиране, тъй-като спирачният момент в крайна сметка е пропорционален на скоростта на въртене, а при $n = 0 \Rightarrow M_{суп} = 0$.

2.3. Динамично спиране.

При динамичното спиране статорната намотка на асинхронната машина се изключва от мрежата (изключва се „нормалното хранване”) и към фазите на статорната намотка свързани в дадена схема се подава друго напрежение.

Това напрежение може да бъде:

2.3.1. „Нула” – статорната намотка се затваря на късо и благодарение на остатъчния роторен магнетизъм в нея се индукира е.д.н., протичат токове, създават се електрически загуби $p_{ел1}$ в статорната намотка и загуби в магнитопровода на статора p_{Fe1} , които пораждат спирачен ефект.

2.3.2. Променливо напрежение получено чрез самовъзбуждане на асинхронната машина в генераторен режим посредством кондензатори на изводите на статорната намотка. Механизмът на създаване на спирачния ефект е аналогичен на този от предходната точка

2.3.3. Постоянно напрежение – примерна механическа характеристика при динамично спиране с постоянен ток е дадена в [1]

В настоящата разработка е представен подход за числено изследване на процеса на динамично спиране на асинхронен двигател при захранване с постоянно напрежение на статорната му намотка.

Обектът на изследване е асинхронен двигател със следните данни:

$$P_n = 12 \text{ kW}; f = 100 \text{ Hz}; U_n = 64.3 \text{ V}; n_n = 2964 \text{ min}^{-1}; M_n = 39.18 \text{ Nm}; J = 0.0364 \text{ kg m}^2$$

2. ЗАДАЧА НА ИЗСЛЕДВАНЕТО

Задачата на изследването е да се определи числено времето на спиране на при електродинамично спиране на асинхронен двигател при различни схеми на свързване на статорната намотка.

3. МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ПРОЦЕСА НА СПИРАНЕТО НА ДВИГАТЕЛЯ

При изключване на захранването на електрическите двигатели процесът на спиране на въртенето на ротора продължава до изчерпването на запасената кинетична енергия в него [1].

В съответствие със закона за съхранение на енергията, при спиране предизвикано от загуби $p(t)$ производната на енергията е:

$$\frac{dW_k}{dt} = -p \quad (1)$$

(Знакът «минус» се дължи на обстоятелството, че при спиране изменението на кинетичната енергия е отрицателно.)

Отчитайки, че в случая става въпрос за въртливо движение, при което $W_k = J \Omega^2 / 2$, изразът (1) ще добие вида:

$$J \Omega \frac{d\Omega}{dt} = -p \quad (2)$$

Оттук може да се определи времето за спиране $t_{сп}$, за което скоростта Ω се изменя от Ω_1 до Ω_2 / в случая $\Omega_2 = 0$ / под въздействие на загубите:

$$t_{сп} = -J \int_{\Omega_1}^0 \frac{\Omega}{p} d\Omega \quad (3)$$

Очевидно, когато става въпрос за бързо спиране, следва да се създадат предпоставки за създаване и увеличение на загубите p – изискване, което е противоположно по смисъл на изискванията за висока ефективност (к.п.д.) при експлоатацията на машината.

В общия случай загубите в асинхронната машина, които имат отношение към процеса на спиране са:

$$P = P_{EL} + P_{Fe} + P_{MEX} \quad (4)$$

При динамичното спиране на асинхронен двигател с постоянен ток в статорната намотка в машината се установява неподвижно/стационарно/ поле създадено от токовете в статорните фази.

Създадените „спиращи“ загуби са:

- $P_{EL} = P_{EL2}$ - електрически загуби от токовете индуцирани във въртящата се роторна намотка;

- $P_{Fe} = P_{Fe2}$ - загуби в стоманата на въртящия се роторен магнитопровод;

- $P_{MEX} \equiv n^2$ - механични загуби от триене;

Очевидно, за решението на (3) е необходимо да се определят $P_{EL} = P_{EL2}$, $P_{Fe} = P_{Fe2}$ и $P_{MEX} \equiv n^2$ в процеса на спирането. Нещо повече, ако тези загуби са известни, може да се определи поотделно (пак от (3)) влиянието им върху времето на спиране.

Специфичният характер на разпределение на магнитното поле при различни схеми на захранване на статорните фази и произтичащите от това затруднения при определянето на P_{EL2} и P_{Fe} по аналитичен път, от една страна, и възможностите в това отношение на постпроцесора на изчислителната среда на FEMM [5] - от друга, определиха основата на представения подход за решаване на поставената задача.

И подходът е следният:

- налице е основание да се допусне, че процесът е квазистационарен;

- при дадена схема на захранване на статорните фази в моделите се задава постоянен ток с конкретна стойност – в случая, съгласно [5] - $i_A = 57.44$ А.

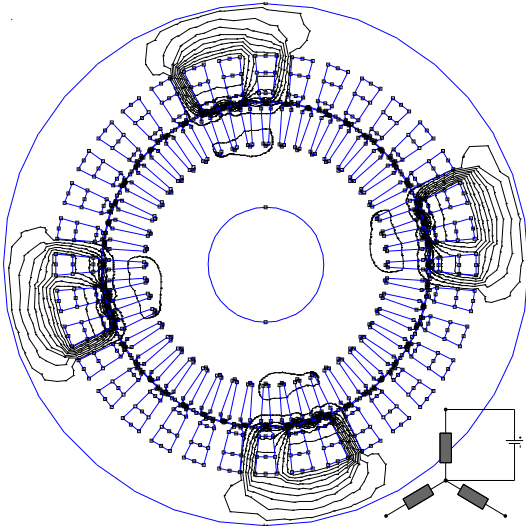
- в моделите се задава честота $f = pn/60$ Hz съответстваща на целесъобразно подбрана достатъчно плътна редица от стойности на оборотите при спирането - $n \text{ min}^{-1}$;

- в постпроцесора /решението/ се определят загубите P_{EL2} и P_{Fe2} ;

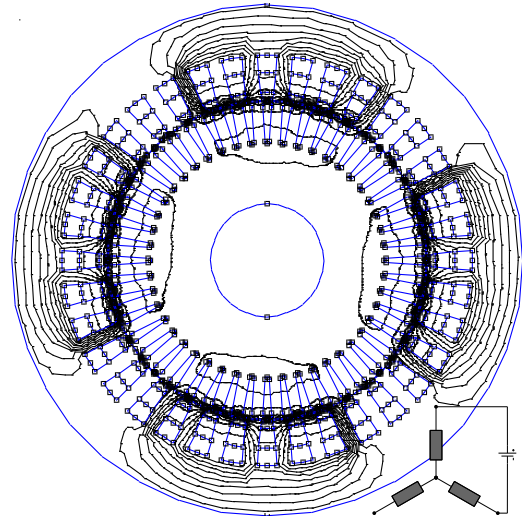
- числено се решава уравнение (3), в което $\Omega_i = 2\pi n_i / 60$.

Резултатите от решенията в средата на FEMM при различни схеми на захранване на статорните фази са представени на фиг.1- фиг.5.

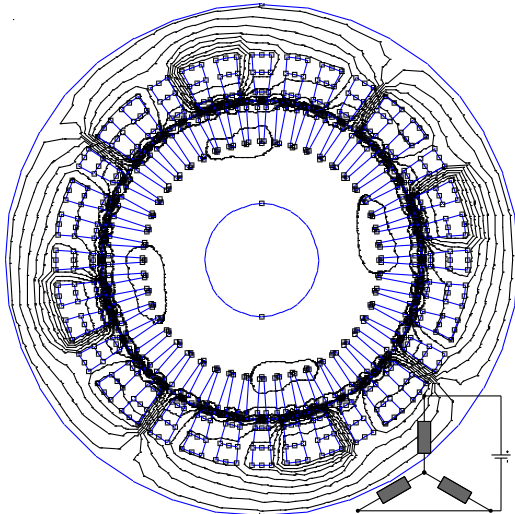
На същите фигури са показани и схемите на свързване и съотношенията между токовете във фазовите намотки .



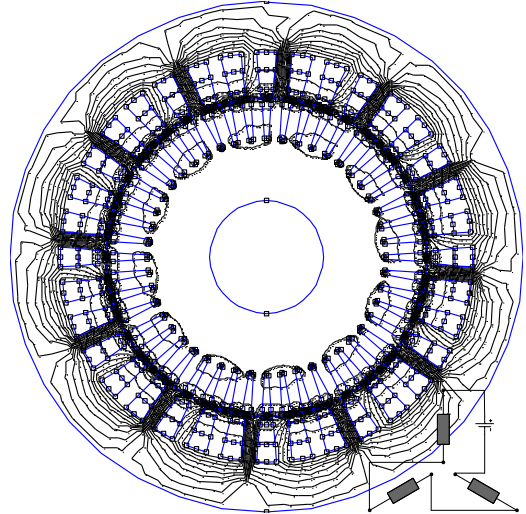
Фиг.1. $i_A \neq 0; i_B = i_C = 0$



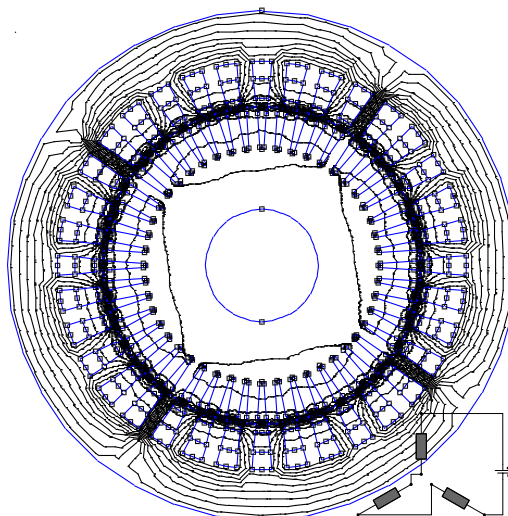
Фиг.2. $i_B = -i_A; i_C = 0$



Фиг.3. $i_B = i_C = -i_A / 2$



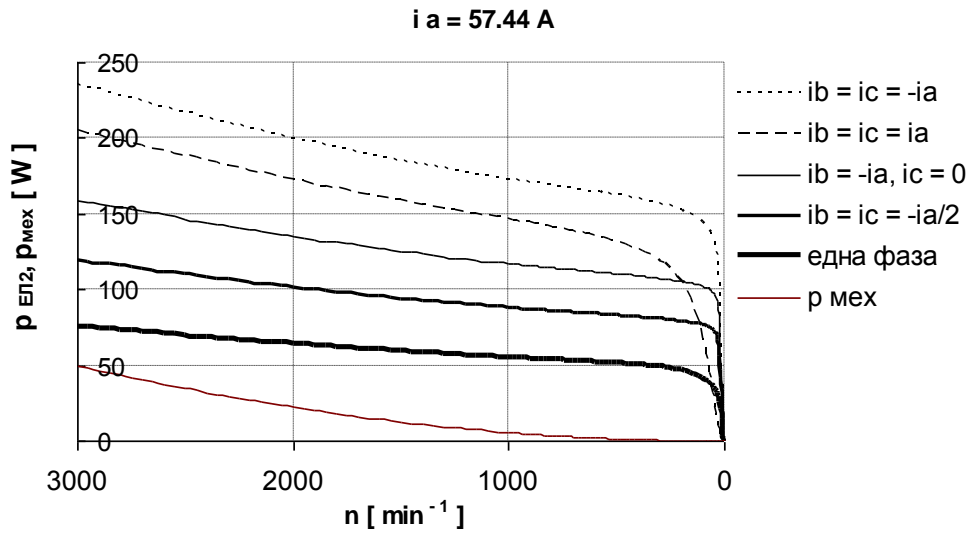
Фиг.4. $i_B = i_C = i_A$



Фиг.5. $i_B = i_C = -i_A$

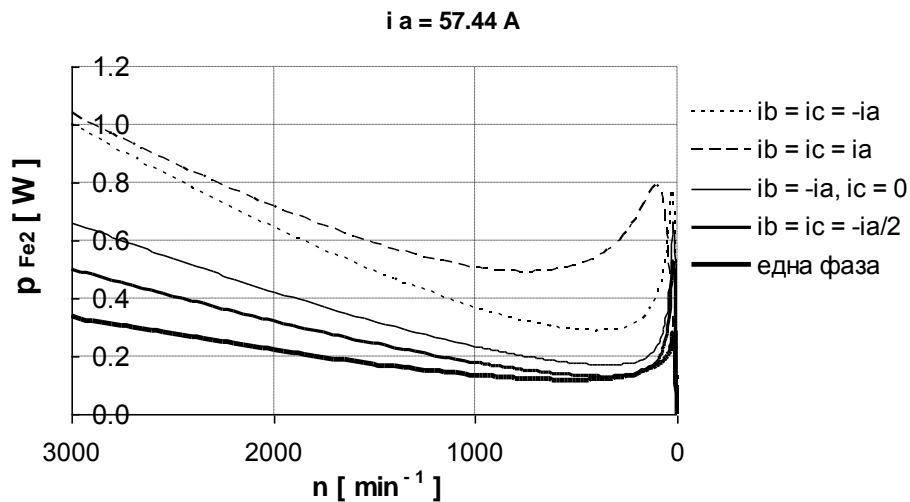
3. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНЕТО

Определени са съставките на загубите в процеса на спирането участващи в (4). Резултатите за загубите в роторната намотка $p_{EЛ2}$ са представени на фиг.6.



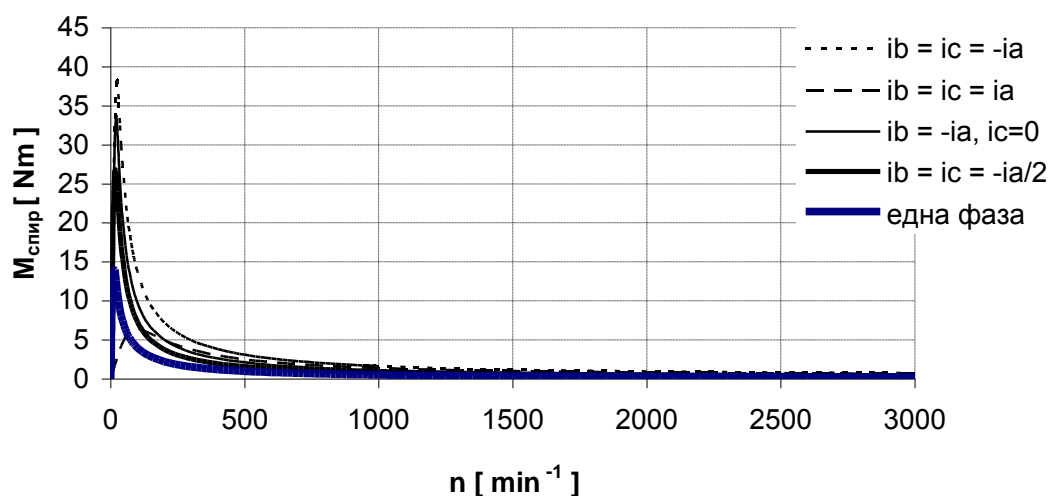
Пак там е показано предполагаемото изменение на загубите от триене $p_{MEX} \equiv n^2$, като е прието по експериментални данни, че при $n = 3000 \text{ min}^{-1}$, загубите $p_{MEX} = 50 \text{ W}$.

Стойностите и характера на изменение на загубите в стоманата на ротора p_{Fe2} са представени на фиг.7. Вижда се, че този вид загуби, които са чувствително (с няколко порядъка) по-ниски от тези в роторната намотка, на практика не могат да окажат съществено влияние в процеса на спирането.



На фиг.8 е показан характера на изменение на спиращните моменти получени от „електрическите“ загуби $/ p_{EЛ2} /$ в процеса на спирането.

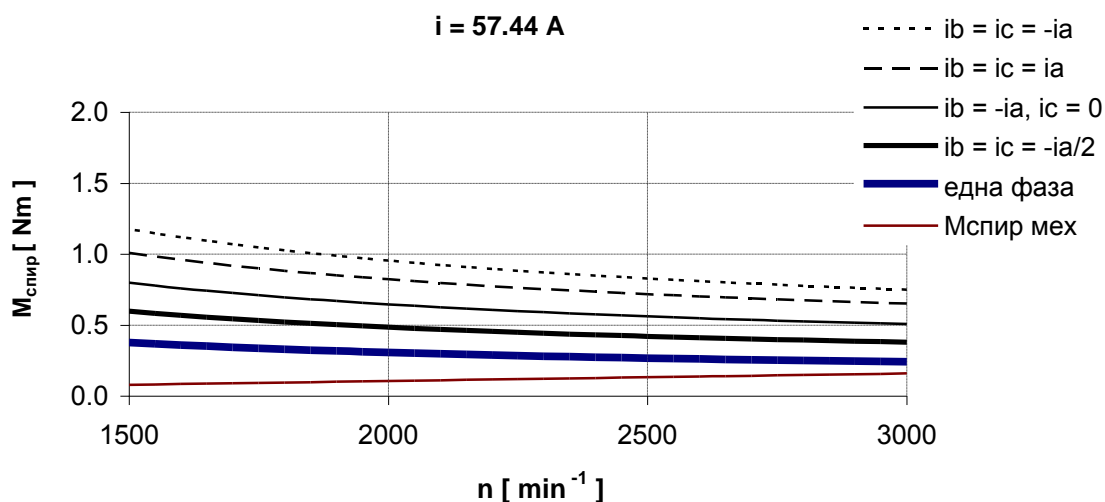
$$i_a = 57.44 \text{ A}$$



Фиг.8

Стойността и характера на изменение на механичните загуби /фиг.6/ определят съответно стойността и линейния характер на изменение на спирачния момент предизвикан от тях – фиг.9.

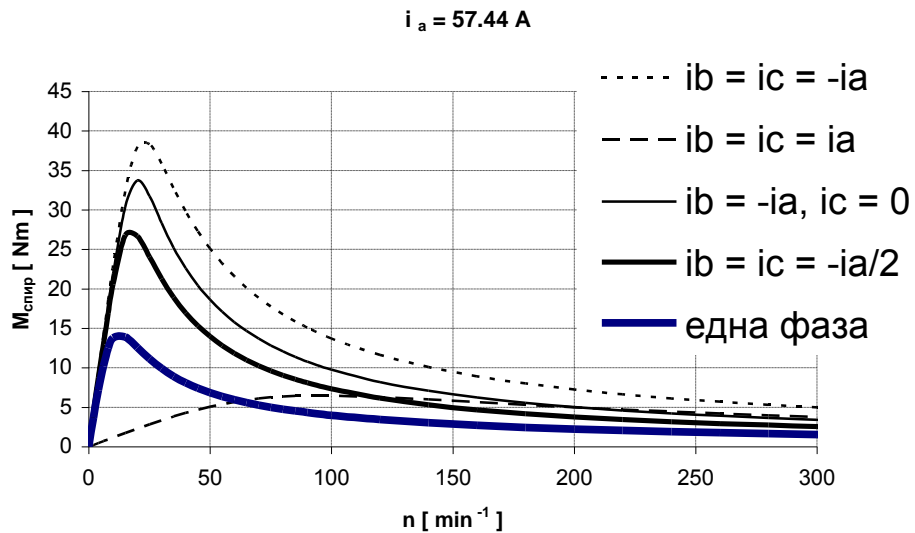
На фиг.9 се вижда, че този момент има относително голяма стойност в началото на спирането и както ще се види по-нататък влияе върху стойността на времето за спиране в началото на процеса – където скоростта е голяма.



Фиг.9.

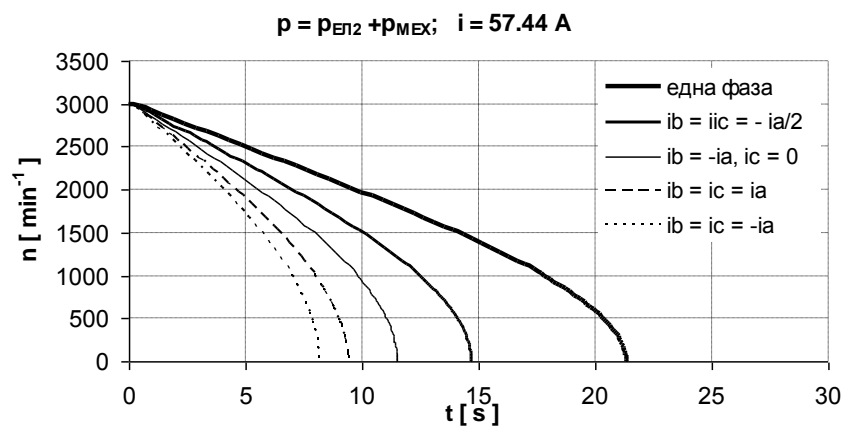
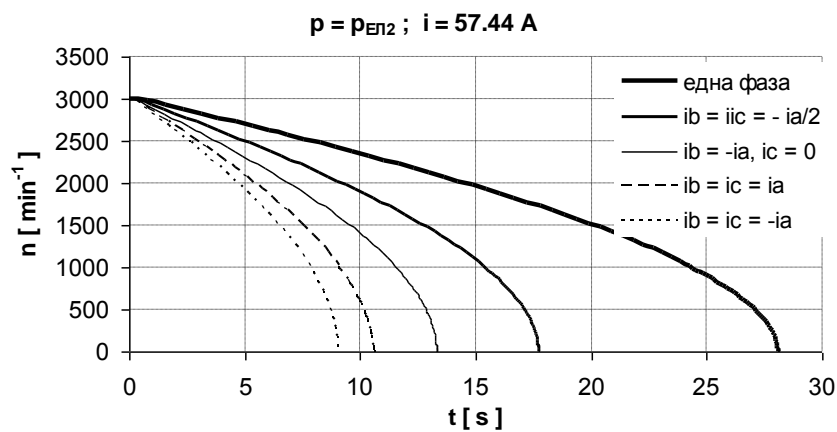
Що се отнася до получената механическа характеристика при електродинамичното спиране тя притежава описания в основната литература по електрически машини, например [1], характер.

В потвърждение на това на фиг.10 е показан фрагмент от изследвания интервал (фиг.8) към края на спирането.



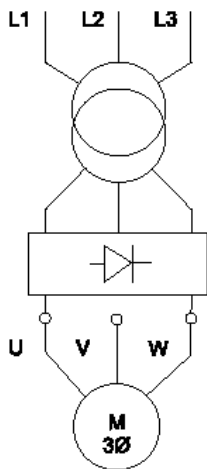
Фиг.10

На фиг.11 е представен процеса на изменение на скоростта при електродинамичното спиране за разглежданите схеми на свързване на статорните фази и влиянието на приетата стойност на механичните загуби върху него.

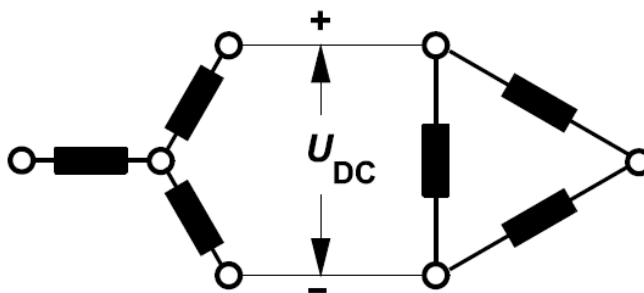


Фиг.11. Процес на електродинамично спиране без отчитане на влиянието на механичните загуби - горе и с отчитане им – долу.

В номенклатурата на производителите на устройства за пускане и спиране на асинхронни двигатели основно място има схемата със захранване на два изводни проводника на асинхронната машина - фиг.12 [6].



Фиг.12.



Фиг.13.

В зависимост от свързката на статорната намотка – фиг.13 [7] се осъществява разпределение на токовете $i_B = -i_A$; $i_C = 0$ при съединение Y - в ляво на фиг.13, или $i_B = i_C = -i_A / 2$ при съединение Δ - в дясно на фигурата.

В табл.1 са представени времената на спиране при различните схеми на захранване на статорните фази (фиг.1- фиг.5) и съответстващия разход на специфична енергия за възбуждане $w_{ЕЛ1}^*$ в о.е. определен по (5).

Таблица 1

No по ред	Схема	$\rho = \rho_{ЕЛ2}$		$\rho = \rho_{ЕЛ2} + \rho_{МЕХ}$	
		$t_{СП}$	$w_{ЕЛ1}^*$	$t_{СП}$	$w_{ЕЛ1}^*$
		s	о.е.	s	о.е.
1	една фаза	28.09	28.09	21.34	21.34
2	$i_B = i_C = -i_A / 2$	17.72	26.58	14.69	22.04
3	$i_B = -i_A, i_C = 0$	13.29	26.58	11.49	22.98
4	$i_B = i_C = i_A$	10.65	31.96	9.51	28.52
5	$i_B = i_C = -i_A$	9.01	27.04	8.14	24.42

От табл.1 (редове 2 и 3) се вижда, че посочените схеми на свързване (фиг.13) – имат предимства, които ги правят предпочитани пред другите, защото имат относително най-нисък разход на енергия за възбуждане и едновременно с това - малко време за спиране $t_{СП}$.

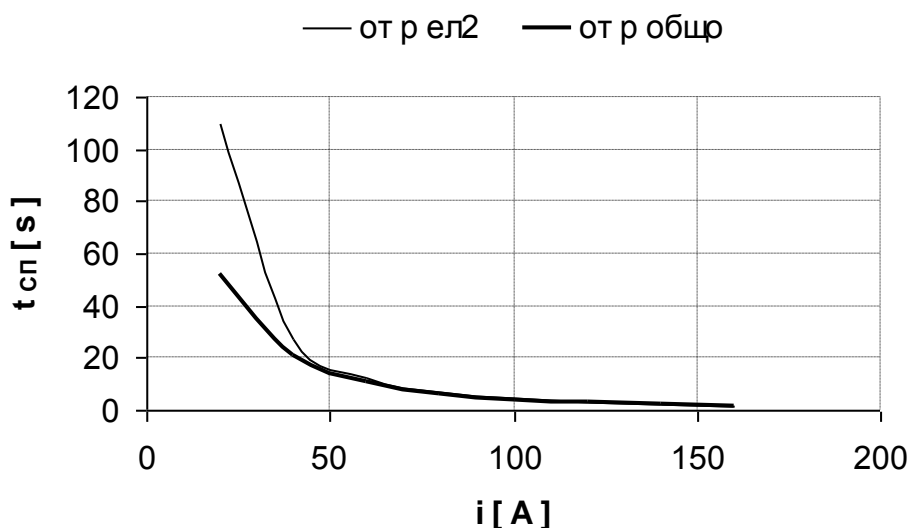
При това не се налага пресвързване „чрез разкачване” на машината, каквото би се наложило при някои от другите схеми.

Вижда се също, че, както може да се очаква, присъствието на „спираци” загуби от триене $\rho_{МЕХ}$ намалява както времето на спиране $t_{СП}$, така и разликата в неговите стойности при различни схеми.

$$\begin{aligned}
\text{ред1} \quad w_{\text{ЕЛ1}} &= i_A^2 R t_{\text{СП}} = p_A t_{\text{СП}} & w_{\text{ЕЛ1}}^* &= \frac{w_{\text{ЕЛ1}}}{p_A} = t_{\text{СП}} \\
\text{ред2} \quad w_{\text{ЕЛ1}} &= 1.5 i_A^2 R t_{\text{СП}} = 1.5 p_A t_{\text{СП}} & w_{\text{ЕЛ1}}^* &= \frac{w_{\text{ЕЛ1}}}{p_A} = 1.5 t_{\text{СП}} \\
\text{ред3} \quad w_{\text{ЕЛ1}} &= 2 i_A^2 R t_{\text{СП}} = 2 p_A t_{\text{СП}} & w_{\text{ЕЛ1}}^* &= \frac{w_{\text{ЕЛ1}}}{p_A} = 2 t_{\text{СП}} \\
\text{ред4,5} \quad w_{\text{ЕЛ1}} &= 3 i_A^2 R t_{\text{СП}} = 3 p_A t_{\text{СП}} & w_{\text{ЕЛ1}}^* &= \frac{w_{\text{ЕЛ1}}}{p_A} = 3 t_{\text{СП}}
\end{aligned} \tag{5}$$

като $p_A = i_A^2 R$

На фиг.14 е показана времетоковата характеристика при електродинамичното спиране. Характеристиката е снета при свързка на намотката от фиг.2 Вижда се, че ефекта на бързото спиране става особено осезателен при постоянен ток в статорната фази със стойност от порядъка на $2-2.5I_n$.



Фиг.14.

Очевидно изборът на тока ще се определи от съвкупността от изискванията за бързо спиране, термична якост и електродинамична устойчивост на системата.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложеният подход за определяне на времето за спиране при захранване на статорните фази с постоянен ток (*DC-Injection*), позволява то да се направи още на етап проектиране на електрическата машина.

Получените резултати потвърждават известни в специализираната фирмена литература постановки и препоръки.

Работи се по използването на представения подход и при другите видове електрическо спиране – чрез противовключване и преминаване в генераторен режим.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ангелов А., Д. Димитров, **ЕЛЕКТРИЧЕСКИ МАШИНИ – част първа**, ДИ „Техника”, София, 1976 г.
2. Rongmei P.L., S.L. Shimi, S. Chatterji, V. Sharma, **A NOVEL FAST BRAKING SYSTEM FOR INDUCTION MOTOR**, International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT), Volume 1, Issue 6, June 2012
3. Barkand T., W.Helfrich, **APPLICATION OF DYNAMIC BRAKING TO MINE HOISTING SYSTEMS**
http://www.msha.gov/S&HINFO/TECHRPT/HOIST/PAPER3.HTM#.U8OteZR_sbB
4. LEROY-SOMER group, **BRAKE INDUCTION MOTORS**
http://kmc.co.rs/sites/default/files/2112f-rake%20Motors%20PATAY_3463c_en.pdf
5. Meeker, D. „ **Finite Element Method Magnetics**. Ver. 3.3, User’s Manual”, May 24, 2003.
6. Schneider Electric, **AC motors starting and protection systems**,
<http://www.schneider-electric.hu/documents/automation-and-control/asg-4-motor-starting-and-protection.pdf>
7. Danfoss, (2001), **STARTING, BRAKING AND POSITIONING WITH THREE-PHASE CAGE INDUCTION MOTORS**,
http://www.dmc-global-service.com/Main/DANweb/Vault/CommLit/ABP_GB_Gesamt_ms.pdf

Автори: Михо П. Михов, доц. д-р, катедра „Електрически машини”, Електротехнически Факултет, Технически университет - София, E-mail adress: mpmi@tu-sofia.bg ; Адриан П. Иванов, доц. д-р, катедра „Електрически машини”, Електротехнически Факултет, Технически университет - София, E-mail adress: api@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: проф. д-р инж. Ганчо Божилов

ПРОЕКТИРАНЕ НА ЛАБОРАТОРЕН СИМУЛАТОР ЗА МНОГОФУНКЦИОНАЛНИ МИКРОПРОЦЕСОРНИ РЕЛЕЙНИ ЗАЩИТИ

Георги Павлов, Васил Димитров, Тодор Лалев,
Албена Христова, Любомир Секулов, Мартина Томчева

Резюме: През последните години става масова замяна на електромеханичните защити с цифрови. За работата със съвременните цифрови релейни защити (ЦРЗ) е необходимо да се познават много добре специфичните особености не само на съответната ЦРЗ, а и на тяговата електрозахранваща система (ТЕС), към която е монтирана. В този аспект в настоящия доклад са проектирани и изработени два симулатора за изследване на ЦРЗ в ТЕС за еднофазен променлив ток 25kV, 50Hz. Разработен е цикъл от лабораторни упражнения, целящ обучението на студентите в тази област. Осигурени са възможности за изследвания на основните функции, параметри и характеристики на монтираните ЦРЗ, както и тяхната параметризация.

Ключови думи: цифрови релейни защити, железопътен транспорт

DESIGN OF A LABORATORY SIMULATOR FOR MULTIFUNCTIONAL MICROPROCESSOR RELAY PROTECTION SYSTEM

Georgi Pavlov, Vasil Dimitrov, Todor Lalev,
Albena Hristova, Lubomir Sekulov, Martina Tomcheva

Abstract: A mass replacement of electromechanical protection relays with digital ones has been carried out recently. To operate with modern digital protection relay, it is necessary to profoundly know not only the specifics of this protection relay, but also the traction power supply system, which it is mounted to. In this aspect, the paper presents two simulators designed and built to examine protection relays in AC single phase power supply (25kV, 50Hz). A set of laboratory exercises was developed on the purpose of training students in this field. Possibilities to study the basic functions, parameters and characteristics of protection relays, as well as their parameterization are provided.

Key words: digital protection relay, railway transport

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Към защитите в променливотоковите мрежи се предявяват изисквания за селективност, чувствителност, бързодействие и надеждност. Системата за автоматично управление трябва да гарантира непрекъснатост на електроснабдяването и да поддържа необходимата стойност на напрежението в системата в допусти-

мите граници. В тяговата електрозахранваща система (ТЕС) за еднофазен променлив ток се използват както защити от релеен тип, така и цифрови комбинирани устройства за управление и защита от най-ново поколение.

Цифровите релейни защити (ЦРЗ) представляват комплексни устройства, в които са вградени цифрови модули, изпълняващи различни защитни функции, които в класическите защити се реализираха посредством отделни релета. Те могат да изпълняват и редица функции, присъщи на устройствата за автоматизация, като автоматично повторно включване (АПВ), цифрови осцилографи и др. Наличието на вградени комуникационни модули позволява свързването на ЦРЗ в SCADA – системите за централизирано дистанционно управление. Съвременните цифрови защити имат удобен интерфейс за връзка с оператор, с много гъвкави функционални възможности. Цифровата обработка на измерените сигнали позволява да се постигне голяма точност при измерването и да се регистрират възникващите преходни процеси. Благодарение на вградените функции за самодиагностика повредите в защитата могат бързо да се открият и разпознаят. По този начин вероятността за отказ на защитата при възникнала повреда в защитавания обект практически е невъзможна.

Работата със съвременните ЦРЗ при наличието на удобен потребителски интерфейс е сравнително лесна. Съществува, обаче, следното неудобство – всяка фирма има собствен потребителски интерфейс, като неговата цена в повечето случаи е значителна. Освен това редица особености на работата на защитата като устройство са скрити зад потребителския интерфейс (напр. картата на паметта и разпределението на модулите). В много случаи се налага на инженерите, работещи с цифровите защити, по различни причини да могат да извършват настройки, четене на информация и др. от възможно най-ниското предлагано от производителите ниво за достъп, а именно клавиатурите за ръчна настройка и визуализация [1, 2].

В тази връзка, разбира се, е необходимо да се познават много добре специфичните особености на работата на тяговата електрозахранваща система за конкретния вид транспорт при всички режими на работа (работни и аварийни), както и особеностите на внедрената ЦРЗ.

В този аспект, в настоящия доклад са проектирани и изработени симулатори за изследване на определящите параметри и характеристики на ЦРЗ в ТЕС за еднофазен променлив ток 25kV, 50Hz. Показани са техническите им особености и възможностите за изследване. Симулаторите са разработени на базата на дарени от индийската фирма „ASHIDA” два броя ЦРЗ от типа ADR 219A и ADR 213B с вградени комбинирани функции за мониторинг и защита на тягови подстанционни трансформатори и тягови мрежи за променлив ток. На тази база е разработен цикъл от лабораторни упражнения, целящ обучението на студентите в тази област.

Основни цели на разработката:

- обучаемите (студенти и докторанти) от специалност „Електроенергетика и електрообзавеждане” да се запознаят с особеностите, структурата, основните параметри и характеристики на ЦРЗ за ТЕС 25kV, 50Hz, прилагана в железопътния транспорт;

- да анализират и изучат принципите на работа на отделните хардуерни модули;
- да определят необходимите защитни настройки, които трябва да се реализират за различните електрически съоръжения, съгласно инструкциите и наредбите;
- да въвеждат необходимата информация за защитавания обект и необходимите настройки за използваните ЦРЗ;
- да изследват работата на защитните функции от вградените функционални модули;
- да снемат и анализират съответните работни характеристики.

2. ФУНКЦИИ И ПАРАМЕТРИ НА ЦРЗ ОТ ТИПА ADR 213B и ADR 219A

2.1. Функции и параметри на ADR 213B

Основното предназначение на ЦРЗ ADR213B е комплексна защита на тягови подстанционни трансформатори (ТПТ), захранващи тягови мрежи за еднофазен променлив ток 25kV, 50Hz. Тя изпълнява следните функции:

- диференциална защита;
- максималнотокова защита (токова отсечка);
- защита от термично претоварване;
- корпусна защита;
- сигнализация за намалено ниво на маслото;
- “Бухолц” – двустепенна защита сигнализация/прекъсвач;
- сигнализация/прекъсвач за прегряване на маслото;
- сигнализация/прекъсвач за прегряване на намотка;
- мониторингови функции.

Защитните функции (диференциална и максималнотокова) се осъществяват чрез следене и контрол на моментните стойности на токовете на първична и вторичната намотки (110 kV и 25 kV) на ТПТ посредством токови трансформатори. Сигналите от двата токови трансформатора галванично се разделят и вътрешно се преобразуват в сигнали от по-ниско ниво. Те се филтрират, като се премахват паразитните високочестотни смущения. Конвертират се от аналогов в цифров вид посредством 14 битов АЦП и се подават за обработка в централния процесор DSP по зададения софтуерен алгоритъм [3].

Защита от термично претоварване – температурата на трансформаторните намотки е изчислена съобразно моделирането на трансформатора като функция на товарния ток. При превишаване на изчислената температура над дадена гранична стойност, трансформаторът се изключва от съответния линеен прекъсвач. Корпусна защита – чрез вградена чувствителна намотка се следи токът между земята и казана на трансформатора. Тази защита предпазва трансформатора от къси съединения между активните части под напрежение и заземените части на трансформатора.

ЦРЗ ADR213B осигурява телесигнализация, запис на събития в паметта, комуникация по стандартен IEC протокол, по RS485/422, RS232, има високочестотен

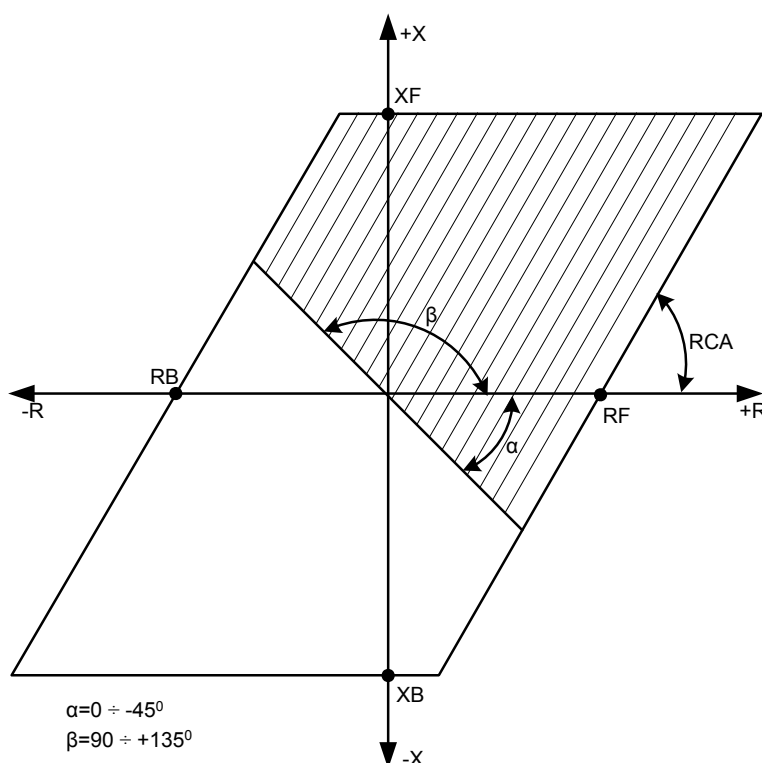
контролер, аналогов измервателен модул, програмируеми цифрови входове и изходи: 9 входа с оптично галванично разделяне (не е необходимо използването на външна релейна логика), 10 цифрови изхода за аларми и телесигнализация. Много малко натоварване на ТТ (под 0,5 VA). Синхронизация на времето чрез GPS [3].

2.2. Функции и параметри на ADR 219A

Основното предназначение на ЦРЗ ADR219A е комплексна фидерна защита за тягови мрежи за еднофазен променлив ток 25kV, 50Hz. Тя има следните защитни функции:

- дистанционна защита;
- максималнотокова защита (с опция за настройка за времезакъснение);
- защита от претоварване;
- защита от повреда на фидерен прекъсвач;
- минимално и максимално напреженова защита;

Дистанционна импедансна защита – представлява основна защитна функция на фидерната защита. Има единична защитна зона с формата на успоредник, показана на фиг.1. Защитата изчислява активното R и индуктивното X съпротивления на тяговата мрежа на базата на измерване на електрическите параметри (тягов ток и напрежение), което се прави на всеки 1,667ms.



Фиг.1. Защитна зона на импедансна защита.

Стойностите на R и X се сравняват с настроената зона на защитата. Реализирани са 4 точки, определящи ширината на зоната на настройка (RF, RB) и (XF, XB). Диапазонът на настройка на импеданса е от 0,00 Ω до 99,99 Ω . Успоредникът е

разделен на две части, определени от ъглите β и α с възможност за регулиране от 0 до 45° [4].

Резервна максималнотокова защита – тя се задейства автоматично при нередност в измерването на напрежението поради късо съединение или прекъсване на проводник на напреженовия трансформатор.

Бързодействаща максималнотокова защита – в случай на повреда в близост до тяговата подстанция се получават опасни стойности на тока на късо съединение за съоръженията. Затова е необходимо незабавно изключване независимо от посоката.

Защита от претоварване – температурата на верижната контактна мрежа се изчислява съгласно термичното представяне на контактната мрежа като функция на товарния ток. Ако изчислената температура превиши определена гранична постоянна величина, връзката с линията се прекъсва. Съответният фидерен прекъсвач остава изключен, докато мрежата отново не се охлади. Настройките на заработване на защитата могат да се променят, както и предварително зададената външна температура, която се настройва като фиксирана стойност в защитното устройство. Тя се променя според сезоните.

Защита от повреда на фидерен прекъсвач – осъществява се чрез следене на токовете на късо съединение след прекъсване. Времетраенето се отчита от началото на прекъсващия импулс. Ако токът не спадне под настроената стойност по време на следенето, към защитното устройство се изпраща импулс за изключване на всички фидерни прекъсвачи в тяговата подстанция.

В допълнение ADR 219A осигурява индикация за измерваните величини, запис на повреди и събитията във вътрешна памет, комуникация по стандартен IEC протокол, по RS485/422, RS232, има вграден контролер, аналогов измервателен модул и други. Допълнителни опции са програмируемите цифрови входове и изходи: 13 цифрови изхода за алармени сигнали, управление и телесигнализация и 9 входа с оптично галванично разделяне за следене на първичните величини и състоянието на защитаваните обекти. Разпознаване на режима на работа на тяговата мрежа (късо съединение или претоварване). Диагностика и локализиране на повреди и авария в управляваните съоръжения. Синхронизация на вътрешния часовник чрез GPS [4].

3. ОПИСАНИЕ НА СИМУЛАТОРИТЕ И ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ПРОВЕЖДАНЕ НА ЛАБОРАТОРНИ ИЗПИТАНИЯ И ИЗСЛЕДВАНИЯ НА ЦРЗ

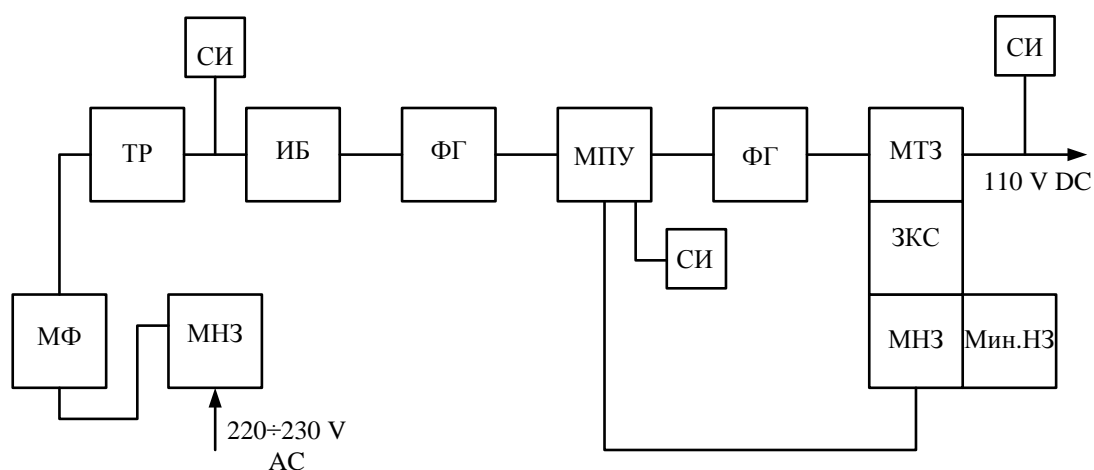
Проектирани и изпълнени са два симулатора за изследване на основните защитни функции на описаните по-горе защитни модули. На фиг.2 е показан общият вид на двата симулатора. Изградена е подходяща за целите на изследването метална конструкция, позволяваща оптимален и достъпен монтаж и присъединяване на всички конструктивни и електрически компоненти на симулатора.



Фиг.2. Общ вид на изработените симулатори за изследване на ЦРЗ.

В горния край е монтирана на шейна ЦРЗ с осигурен максимален достъп до управляващата клавиатура и дисплея за визуализация на командните менюта и режима на работа на защитата. В долния край на подходяща височина са монтирани на DIN шина защитни апарати и клеморед, на който са изведени чрез сноп проводници всички входове и изходи на ЦРЗ. Те осигуряват възможност за комуникация с ЦРЗ, свързване на товарни устройства за симулация и изследване на основните им защитни функции, както и снемане на основни параметри и характеристики.

На базата на микропроцесорно управление е изработен стабилизирани източник на напрежение за захранване на релейни защиты с напрежение 110 V. Захранването е съставено от максимално напреженова защита (МНЗ) – на входа, мрежов филтър (МФ), трансформатор (ТР), изправителен блок (ИБ), филтрова група (ФГ), микропроцесорно управление (МПУ), максимално токова защита (МТЗ), минимално напреженова защита (Мин.НЗ), защита от късо съединение на изхода (ЗКС), светлинна индикация (СИ). На фиг. 3 е показана блоковата схема на реализираното захранващо устройство.



Фиг.3. Блокова схема на стабилизиращо захранващо устройство.

Разработените симулатори осигуряват възможности за лабораторни изследвания на основните функции, параметри и характеристики на монтираните ЦРЗ, както и тяхната параметризация. Провеждането на изпитанията трябва да се извършва в следната последователност:

1. Определяне на вида на изследваната защита от симулатора;
2. Определяне и включване на необходимите хардуерни модули за изследване на дадена защитна функция;
3. Определяне положението на микропревключвателите;
4. Реализация на необходимите връзки съгласно схемата за изпитване;
5. Подаване на необходимото захранващо напрежение съгласно типа на защитата;
6. Изчисляване на необходимите настройки за изследваната защита;
7. Въвеждане на всички параметри на защитаваните обекти и на необходимите настройки на изследвания модул на защита;
8. Блокиране на всички модули, които не се изпитват;
9. Снемане на желаните параметри и характеристики.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитието на системите за енергозахранване на електрическия транспорт през последните години се ориентира в качествено нова посока, свързана не само с промяна на силовото електрообзавеждане в тяговата енергозахранваща система, но и с промяна на вида и изискванията на системите за управление, мониторинг и защита.

Благодарение на динамичното развитие на микропроцесорната техника, съвременните ЦРЗ могат в максимална степен да покриват специфичните и високи изисквания за приложение в ТЕС на електрическия транспорт.

В тази връзка разработените симулатори за параметризация и изследване на ЦРЗ дават възможност за повишаване качеството на обучение по редица основополагащи дисциплини от учебните планове по специалности „Електроенергетика и електрообзавеждане” и „Електромобили” във ВТУ „Тодор Каблешков”, както и разширяване на научноизследователската дейност в тази област.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вичев С., *Записки по релейна защита* (CD).
- [2] Малчев К.М. (2009), *Ръководство за лабораторни упражнения по релейна защита*, С., изд.на ТУ-София, 2009.
- [3] *Commissioning, Operation and Maintenance Manual for Aditya Series Numerical Single Pole Tx.Differential Protection Relay Type ADR213B*, ASHIDA Electronics Pvt. Ltd., 2009
- [4] *Commissioning, Operation and Maintenance Manual for Aditya Series Numerical Single Pole Tx.Differential Protection Relay Type ADR219A*, ASHIDA Electronics Pvt. Ltd., 2010

Автори: Георги Митков Павлов, проф. д-р – ВТУ „Тодор Каблешков“ - София, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”, E-mail adress: g_pavlov61@abv.bg; Васил Димитров Димитров, доц. д-р, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”, E-mail adress: vdimitroff@abv.bg; Албена Стефанова Христова, ас. инж., ВТУ „Тодор Каблешков“ - София, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”; Тодор Кънчев Лалев, д-р инж., „Метрополитен” ЕАД; Мартина Райчинова Томчева, инж. маг. Докторант, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София; Любомир Симеонов Секулов, студент специалност „Електроенергетика и електрообзавеждане”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Петър Матов

ПРОЕКТИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН РЕГУЛАТОР С МИКРОПРОЦЕСОРНО УПРАВЛЕНИЕ

Георги Павлов, Васил Димитров, Явор Исаев, Мартина Томчева,
Тодор Лалев, Любомир Секулов

Резюме: За нуждите на Столичен електротранспорт е проектиран и изработен средномощностен регулатор на напрежение, като са изследвани параметрите на контактната мрежа и преходните процеси при рекуперативно спиране на електрически транспортни средства.

Ключови думи: електрически транспортни средства, рекуперативно спиране, регулатор на напрежение

DESIGN AND TESTING OF A TRANSISTOR REGULATOR WITH MICROPROCESSOR CONTROL

Georgi Pavlov, Vasil Dimitrov, Yavor Isaev, Martina Tomcheva,
Todor Lalev, Lyubomir Sekulov

Abstract: A medium-power voltage regulator has been designed and assembled for needs of the Sofia Public Electrical Transport Company JSC. The parameters of catenary, as well as transitional processes during recuperative braking of electrical transport vehicles have been examined.

Key words: electrical transport vehicles, recuperative braking, voltage regulator

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Основната инженерна задача в областта на енергетиката и транспорта от десетилетия е предизвикателството да се премахне зависимостта на транспортната система от конвенционалните въглеводородни горива без да се жертва ефективността ѝ и без да се застрашава мобилността. В съзвучие с водещата инициатива „Европа за ефективно използване на ресурсите“, заложена в стратегията „Европа 2020“ и новия план за енергийна ефективност от 2011 г., главната цел на европейската транспортна политика е да помогне за създаването на система, която подкрепя европейския икономически прогрес, подобрява конкурентоспособността и предлага висококачествени услуги в сферата на мобилността, като същевременно използва ресурсите по-ефективно.

Развитието на електрическият транспорт е едно решение. В съвременните електрически транспортни средства (ЕТС) се обръща внимание както на комфорта, така и на енергийната ефективност. Всички съвременни ЕТС са изработват с възможност за рекуперативно спиране, като по-този начин се осъществява гене-

риране на електрическа енергия и връщането ѝ към контактната мрежа (КМ). По този начин се постигат значителни икономии на електрическа енергия. Това се осъществява в зависимост от изискванията на тяговата енергозахранваща система (ТЕС) на електрическия транспорт и техническите възможности, които е осигурил производителят на ЕТС [1].

В момента във фирма „Столичен електротранспорт” ЕАД се експлоатират ЕТС от различни поколения. Най-новите са тролейбуси 27 Tr SOLARIS в едно- и двусъчленен вариант, както и закупените от PESA Bydgoszcz SA нови трамваи серия 122 NaSF с нисък под. Тяговите електрозадвижвания на тези ЕТС са реализирани на базата на най-новото поколение силови полупроводникови прибори и микропроцесорно управление.

От експериментални изследвания е доказано, че рекуперираната електрическа енергия представлява 20-30% от общата консумирана енергия от ЕТС. Проблемът, който възниква, обаче е, че рекуперацията се осъществява до значително по-високо напрежение (800V) от поддържаното в тяговата мрежа при работен режим без рекуперация (от 640 до 680V). По-високото напрежение при рекуперация увеличава енергийната ефективност на ЕТС вследствие на по-голямото количество електрическа енергия, върната в мрежата. За новите ЕТС това повишаване на напрежението не е проблемно, тъй като те работят в значително по-голям диапазон на изменение на напрежението. За по-старото поколение ЕТС, както и за някои електрически съоръжения, присъединени към КМ, по-високото напрежение при рекуперация се оказва проблем.

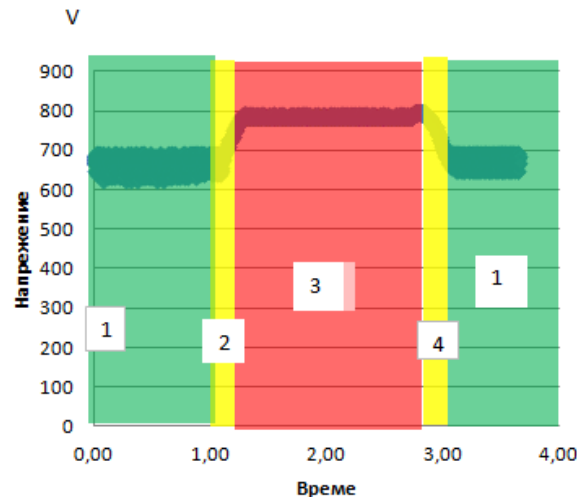
През 2014 г. фирма „Столичен електротранспорт” ЕАД въведе в експлоатация и първия в Европа автономен електробус, захранван от супер кондензатори, с променливотоково тягово електрозадвижване. Това наложи изграждането на зарядни станции (ЗС – засега две на брой) в град София, захранвани от тяговата мрежа. За да се адаптира тяхната работа към по-широкия диапазон на изменение на напрежението в КМ (600÷800V) се наложи проектирането и изграждането на транзисторен регулатор с микропроцесорно управление. Основната му функция е да поддържа стабилизирано захранващо напрежение на зарядната станция в основните ѝ режими на работа (празен ход и заряд).

2. ЕТАПИ НА ПРОЕКТИРАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН РЕГУЛАТОР

2.1. Експериментално изследване на процеси и параметри при различни работни режими на тяговата мрежа

Преди да се пристъпи към избора на силова схема на регулатора и определяне на параметрите на основните силови елементи бяха направени експериментални измервания на напрежението в тяговата контактната мрежа на Столичен електротранспорт. Измерванията бяха реализирани с прецизна цифрова измервателна техника за период от няколко месеца през определени часове на денонощието, характеризиращи се със различно натоварване. Основната цел бе да се съберат и анализират достатъчни по обем статистически данни и на тази база да се определят граничните стойности на електрическите параметри, необходими за проектирането на силовата и управляващата вериги на регулатора. Част от

результатите от измерванията са изобразени на фиг.1, където изменението на напрежението е показано в пет характерни зони. Те са дефинирани както следва: Зона 1 - нормално напрежение на тяговата мрежа преди настъпване на рекуперацията; Зона 2 - преходен процес на нарастване на напрежението след началото на рекуперацията; Зона 3 - изменение на напрежението в режим на рекуперация; Зона 4 - преходен процес на намаляване на напрежението след края на рекуперацията; Зона 5 - установено нормално напрежение след края на рекуперацията.



Фиг.1. Изменение на напрежението при рекуперация в контактната мрежа.

На фиг.2 е показан преходен процес на изменението на U_{KM} , провокиран от рекупериращото ЕТС, за даден период от време преди момента на настъпване на рекуперацията. Забелязва се силно колебание на напрежението и пулсации, чиято максимална стойност достига приблизително 700V. Големината на пулсациите е приблизително 15% от номиналното напрежение, а продължителността им е над 1ms.

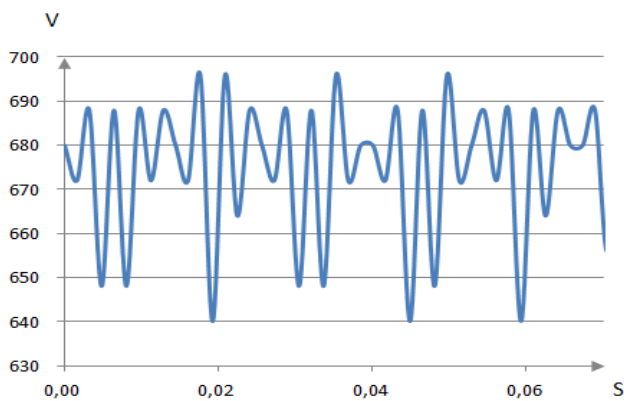
На фиг.3 е показан процесът на изменение на напрежението в зона 2. Напрежението се повишава и стабилизира от 650V до 800V за период от 0.2 s. Характерът и продължителността на преходния процес се определят от параметрите на ЕТС и спирачния процес.

Зона 3 е показана графично на фиг.4, където се вижда напрежението на КМ по време на рекуперация. Характерно за нея е, че пулсациите са под 1% и със стойности под 8 Vpp.

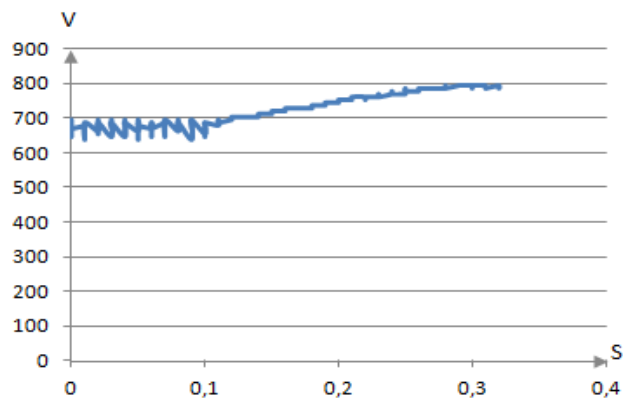
На фиг.5 е показан процесът на възстановяване на напрежението до нормални стойности 650V в зона 4.

В зона 5 напрежението има аналогично изменение на това в зона 1.

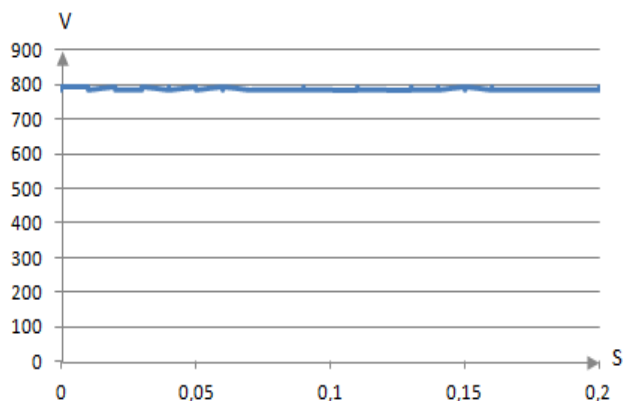
Експерименталните измервания, анализът на резултатите и направените изводи за характерните времена и амплитуди на напреженията по време, преди и след рекуперацията и обособените зони поставят началните условия за входните величини. Те трябва да се обработят и заложат посредством алгоритъм в програмата на микроконтролера, като обособяват и избора му. Входните величини са 4 стойности на входното напрежение и изходен ток, който е съобразен с нуждите на зарядната станция. Времената за реакция на софтуера и хардуера по аналогичен начин се определят от направените измервания.



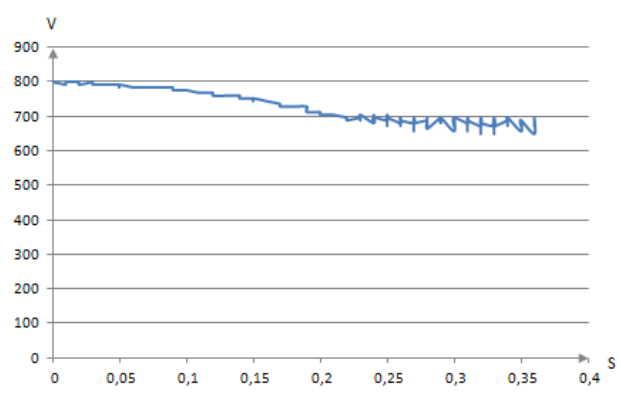
Фиг.2. Изменение на U_{KM} преди началния момент на рекуперацията (Зона 1).



Фиг.3. Изменение на U_{KM} след началния момент на рекуперацията (Зона 2).



Фиг.4. Изменение на напрежението по време на рекуперация (Зона 3).



Фиг.5. Преходен процес на възстановяване на напрежението след края на рекуперацията (Зона 4).

2.2. Избор на силова схема и симулация на основни режими на работа

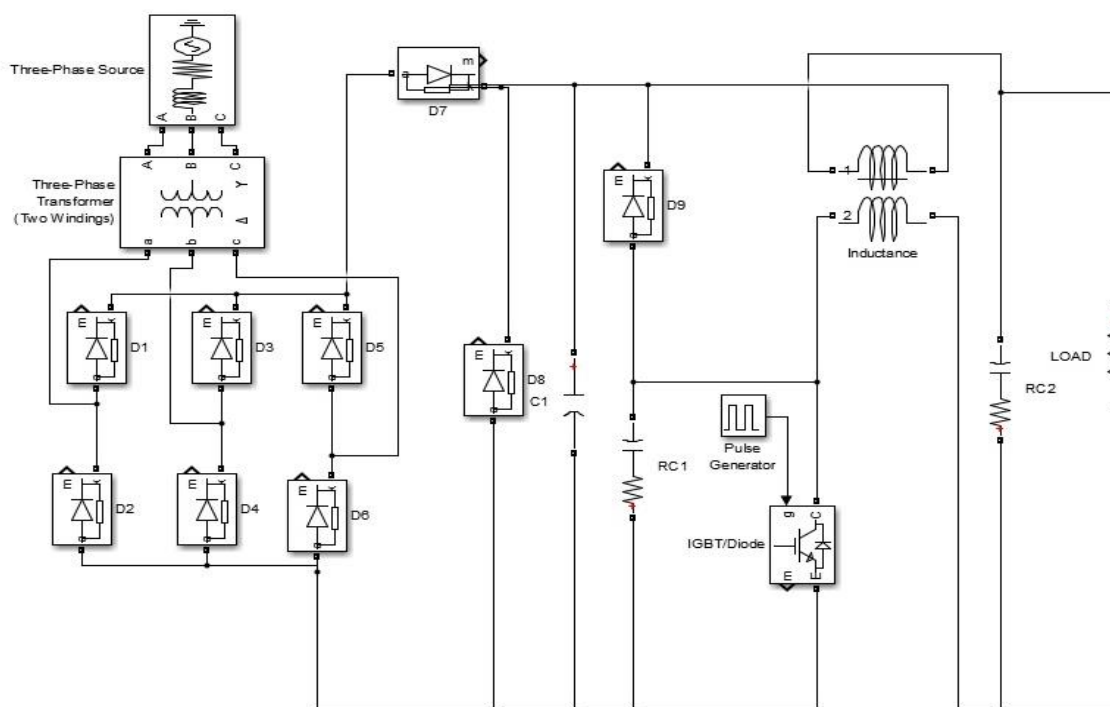
Голямата мощност, необходима на зарядната станция по време на заряд, малкият ток по време на празен ход, когато не се зарежда електробусът, случайната продължителност на възникналите рекуперации, както и различният времеви интервал между две последващи рекуперации са важни фактори при избора на силовата схема.

Подходяща е типичната схема, използвана в тяговите задвижвания на трамвайни мотриси Т4МД. На фиг. 6 е показана силовата част на регулатора: ТИС е изпълнена с трифазен неуправляем изправител като източник на постоянно напрежение, симулиран на MATLAB. Силовата част на регулатора е изпълнена чрез входни диоди D7, D8. D7 е включен в права посока и не позволява да бъдат връщани към ТИС напрежения, по-високи от тези в КМ, получени при преходните процеси на включване на регулатора. Той е мощен, тъй като през него минава максималният ток, необходим за зарядната станция. D8 е свързан в обратна посока паралелно на захранването от КМ и служи основно за защита от обратни напрежения. Паралелно на D8 е свързан филтриращ кондензатор С1 с капацитет, достатъчен да осигури непрекъснат ток при регулиране на мощността при голям товар. Последователно към катода на D7 е свързана индуктивност, която се състои от две секции на общ магнитопровод. Тя е съобразена и оразмерена за максималния ток, протичащ през товара (ЗС).

Паралелно на двете индуктивности има диод D9, през който по време на регулиране на напрежението протича обратен ток. За активен регулиращ елемент се използва мощен високоволтов IGBT модул, който се управлява чрез променящи се честота и коефициент на запълване на импулса. Паралелно на товара има свързан кондензатор C2, който служи за филтрация на напрежението към товара [2, 3].

На фиг.7 са показани някои резултати от симулациите, направени при максимален товар и фиксирана честота в режим на включване на регулатора.

На най-горната осцилограма е показана стойността и формата на тока през обратния диод D9. Получените стойности ще определят необходимите мощност и бързодействие при реализация на устройството.

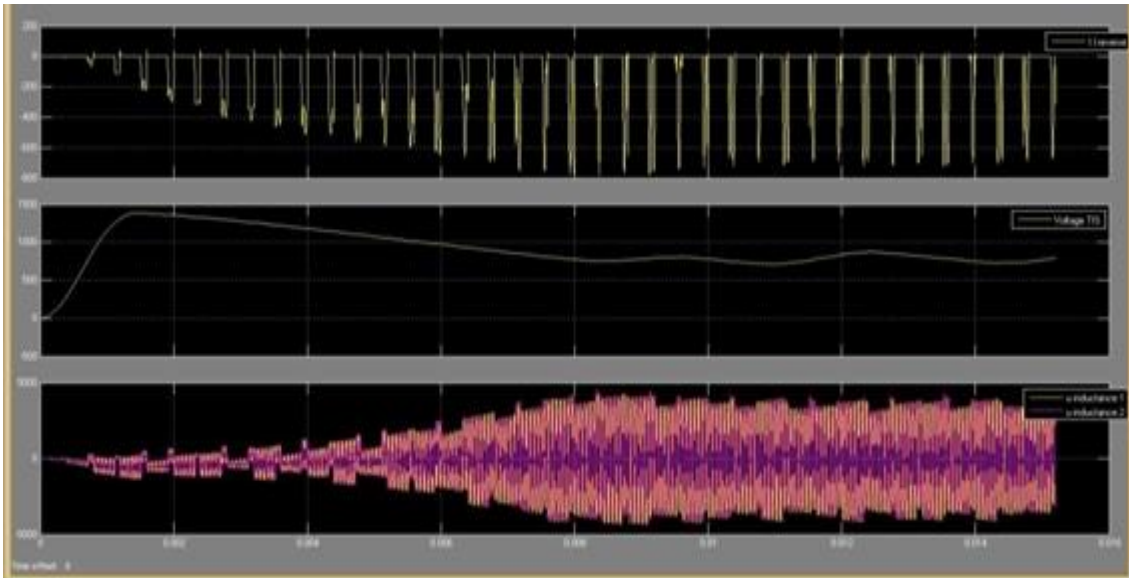


Фиг.6. Силова схема на регулатора и захранването (симулация на MATLAB).

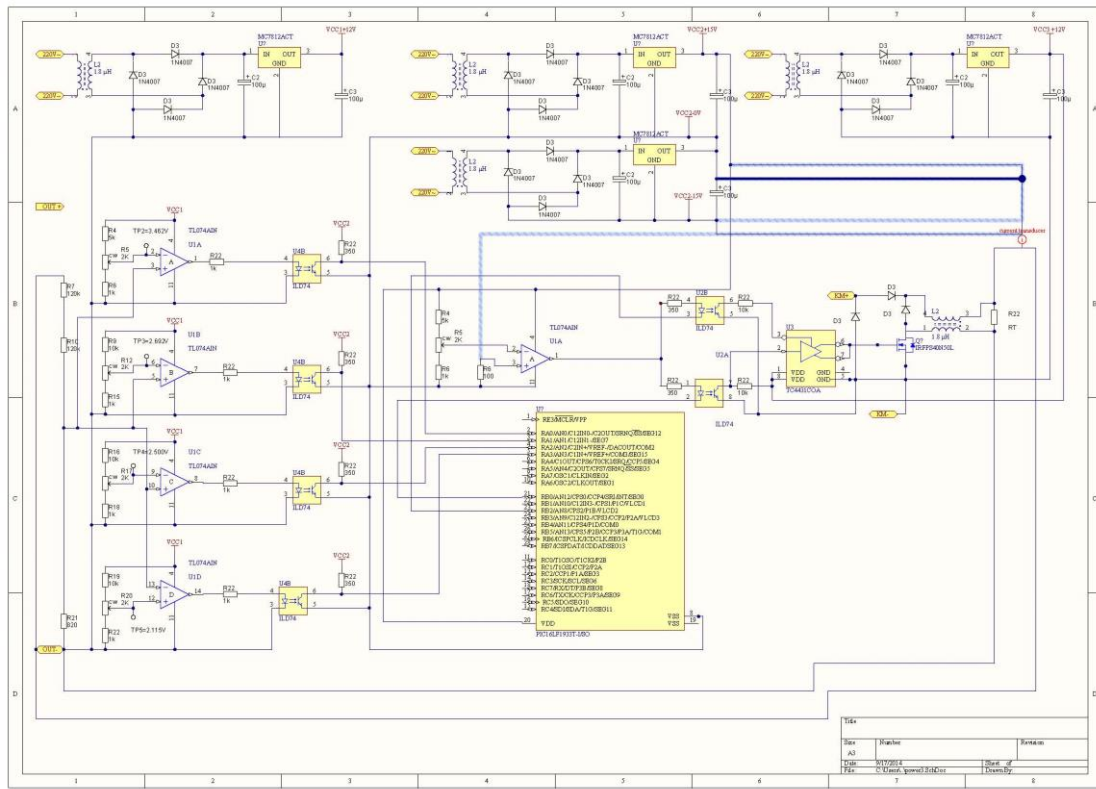
На средната осцилограма е показано напрежението върху C1. Получените високи стойности от порядъка на 1400 V на входа на регулатора обуславят и необходимостта от диода D7. На последната осцилограма са симулирани напреженията върху индуктивностите. Извършени са симулации при различни честоти и различни коефициенти на запълване (ШИМ) на управляващия IGBT модул при различен характер на товара. Получените резултати са заложили в алгоритъма на управление и подбора на силовите елементи.

2.3. ПРОЕКТИРАНЕ НА ПРИНЦИПНА СХЕМА НА РЕГУЛАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ

На базата на получените резултати от експерименталните измервания и симулации, както и направените анализи на напреженията в КМ и вида на преходните процеси преди и след процеса на рекуперация, е изработен транзисторен регулатор, състоящ се от силова част и блок за управление. Принципната схема на силовата и управляваща част е показана на фиг.8.



Фиг.7. Симулация на токове и напрежения при фиксиран работен режим на избраната схема на регулатор.



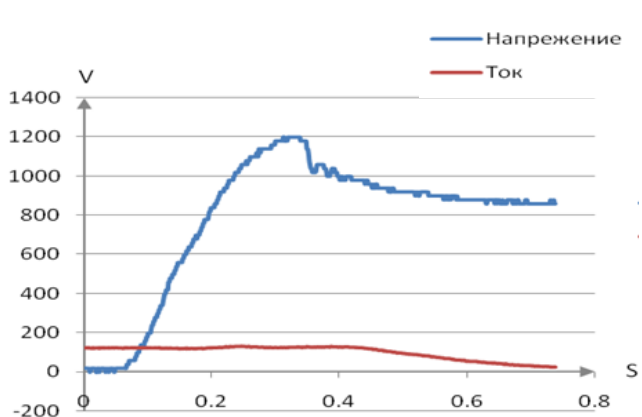
Фиг.8. Принципна схема на транзисторния регулатор.

Схемата за управление се състои от 4 галванично разделени захранващи модула, осигуряващи надеждна работа на блок за управление. Делителят на напрежение, който изпълнява функция и на датчик на напрежение, е изпълнен с резистори R7, R10 и R21. Той осигурява необходимия коефициент на преобразуване на напрежението, като по този начин се следят стойности до 1400V на входа, максимално постигнати при симулация на силовата част. Напрежението от делителя се подава посредством 4 компаратора и 4 оптронни двойки към 4 TTL входа на процесора. Получената 4 битова дума дефинира зададените напрежения

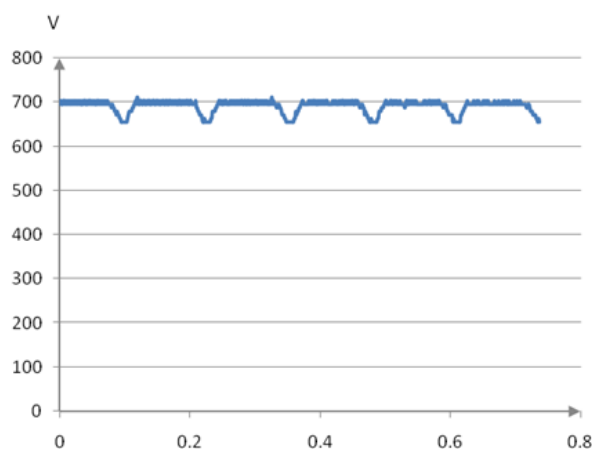
чрез компараторите на входа на регулатора. Компараторите са настроени на следните стойности: 1200V, 700V, 650V и 490V. Тези напрежения са заложи и в алгоритъма за управление на регулатора и участват в избора на работния му режим [3, 4].

Датчикът на ток е галванично разделен от КМ и изходният сигнал от него създава пад на напрежение върху R6. Този резистор е подбран в съответствие с предложените стойности от фирмата производител на датчика на ток, както и от необходимостта максимално допустимият ток на изхода на регулатора да осигурява пад на напрежение върху него под 5V. Драйверът, който управлява IGBT модула, е галванично разделен от процесора.

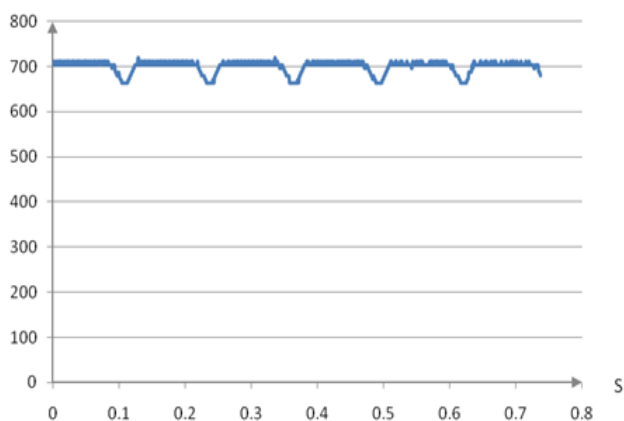
3. РЕЗУЛТАТИ ОТ ПРОВЕДЕНИТЕ ИЗПИТАНИЯ НА РЕГУЛАТОРА



Фиг.9. Ток и напрежение на входа на регулатора при включване.



Фиг.10. Изходно напрежение на регулатора в режим на рекуперация и $I_{3C}=200A$.



Фиг.11. Изходно напрежение на регулатора в режим на рекуперация и празен ход (без заряд).



Фиг.12. Измервания на напрежението и тока при първоначално включване на станцията

След монтаж на реализираното устройство към една от зарядните станции в гр. София бяха проведени комплексни функционални изпитания на регулатора. В статията са показани измерени изходни и входни токове и напрежения по време

на работа на ЗС в режими на заряд и празен ход. На фиг.9 са измерени входният ток и напрежение при включване на регулатора. Изходното напрежение в два режима на работа (заряд и празен ход) е показано на фиг.10 и фиг.11. Направени са и измервания на напрежението и тока при първоначално включване на станцията, показани на фиг.12.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Измерените и симулирани резултати за входното напрежение при включване на регулатора са идентични.

Това доказва, че симулациите с MATLAB при коректно зададени параметри на елементите са надежден инструмент, който може да се използва при проектиране и изследване на силови схеми.

От направените изследвания за функционалност се вижда, че регулаторът работи устойчиво както при малки токове от порядъка на 1А, така и при токове от порядъка на 200÷250А.

Това осигурява надеждна работа на зарядната станция в широк диапазон на токово натоварване. Регулаторът притежава необходимия запас по бързодействие и по отношение на измененията на напрежението в контактната мрежа.

Това предимство по бързодействие осигурява надеждната и сигурна работа на зарядната станция в нормални и аварийни режими.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Българанов Л., *Електрически транспорт*, София, 2009.

[2] <http://www.chariot-electricbus.com/>

[3] <http://www.vishay.com>

[4] <http://www.semikron.com/>

Автори: Георги Митков Павлов, проф. д-р, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София, E-mail adress: g_pavlov61@abv.bg; Васил Димитров Димитров, доц. д-р, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София, E-mail adress: vdimitroff@abv.bg; Явор Здравков Исаев, ас., докторант, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”, ВТУ „Тодор Каблешков“ - София; Мартина Райчинова Томчева, инж. маг. Докторант, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане на транспорта”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София; Тодор Кънчев Лалев, д-р инж., „Метрополитен” ЕАД; Любомир Симеонов Секулов, студент, специалност „Електроенергетика и електрообзавеждане”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София,

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Петър Матов

АВТОМАТИЗИРАН МЕТОД ЗА ОЦЕНКА ВЛИЯНИЕТО НА КОНТАКТНАТА МРЕЖА ВЪРХУ СЪСЕДНИТЕ ЛИНИИ

Емил Иванов, Емилия Димитрова, Пламен Атанасов

Резюме: Контактната мрежа (КМ) е характерен източник на електро-магнитни смущения. Тенденцията към нарастване мощността на локомотивите и намаляване мощността на електронните системи изостря проблемите на електромагнитната съвместимост (ЕМС). Всички проекти в областта на електрификацията трябва да съдържат оценка на ЕМС, която включва определяне на индуктираното напрежение в съседните линии от влиянието на КМ. В доклада се предлага методика за изчисляване на индуктираните напрежения, разработен е програмен продукт, позволяващ машинно изчисляване. Това ще повиши многократно производителността на проектантския труд и ще позволи изследване влиянието на различни фактори върху ЕМС.

Ключови думи: електромагнитна съвместимост; влияния на контактната мрежа

AUTOMATED METHOD TO ASSESS CATENARY IMPACT ON NEIGHBORING LINES

Emil Ivanov, Emiliya Dimitrova, Plamen Atanasov

Abstract: The catenary is a typical source of electromagnetic disturbances. Tendency to increase the power of locomotives and reduce the power of electronic systems make the problems of electromagnetic compatibility (EMC) very urgent. All projects related to electrification shall include assessment of the electromagnetic compatibility. This assessment includes the determination of the voltage in the neighboring lines inducted by the catenary. This paper proposes a methodology for calculation of the inducted voltage. A software package for its computation has been developed. This will improve the efficiency of the designer's labor many times. The influence of various parameters and other factors on EMC could be examined.

Key words: electromagnetic compatibility; influences of the catenary

1. ПОСТАНОВКА НА ВЪПРОСА

Електрифицираните жп линии с променлив ток са характерен източник на електромагнитни смущения. В близост до контактната мрежа (КМ) се разполагат кабелни и въздушни линии за телекомуникации, за сигнализации, линии ниско напрежение (НН), които означаваме с общото понятие съседни линии (СЛ). КМ оказва върху съседните линии електрическо, магнитно и галванично влияние [1]. Развитието на транспортната система е свързано с нарастването на мощ-

ността в КМ и намаляване енергийното ниво на сигналите в СЛ. Това предизвиква усложняване на проблема за електромагнитната съвместимост (ЕМС). Всички проекти в областта на електрификацията трябва да съдържат оценка ЕМС. Тя предполага определяне на индуктираните напрежения в съседните линии. Съществува Правилник за защита на съобщителните линии от опасно и смущаващо електромагнитно влияние на електропроводните линии и за допустимите минимални сближения [5]. В него са дадени някои формули за изчисляване индуктираното напрежение в съседните линии, но не може да се говори за методика за изчисление.

Цел на настоящия доклад е да предложи такава методика и програмен продукт за изчисление на индуктираните от контактната мрежа напрежения в съседните линии.

2. МЕТОДИКА ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ИНДУКТИРАНИТЕ ОТ КОНТАКТНАТА МРЕЖА НАПРЕЖЕНИЯ В СЪСЕДНИТЕ ЛИНИИ

2.1. Обща част

По принцип изчисленията се провеждат в съответствие с принципа „най-тежкия случай“. Съгласно този принцип изчисленията са за несиметрична линия, при която единият край на проводника е свързан със земя, а другият е изолиран. При това положение цялото индуктирано напрежение в линията се явява в изолирания край на проводника. Реално линията участва в симетрична верига и индуктираното напрежение е по-ниско.

На разстояние до 1000 m от КМ магнитното и електрическо полета може да се разглеждат поотделно. Съответно различаваме магнитно и електрическо влияние [1].

Магнитното влияние се поражда от протичащия през КМ променлив ток. Най-тежък случай на магнитно влияние имаме, когато в КМ тече ток на късо съединение. Тъй като силовите линии на магнитното поле се разпространяват и във въздушното пространство, и под земята, на магнитно влияние са подложени, както въздушните, така и кабелните линии [2].

Електрическото влияние се поражда от напрежението на КМ спрямо земя, което определя електрическата съставка на излъченото поле. Електрическото поле и неговото влияние се проявяват, когато в тяговия участък няма влак. Силовите линии на електрическото поле се екранират от земната повърхност или от металната обвивка на кабела. На електрическо влияние са подложени само въздушните линии без метална обвивка.

Влиянието на тяговата мрежа върху СЛ зависи от схемите на захранване, режима на работа, параметрите на тяговата мрежа, от параметрите на подвижния състав, от разстоянието между контактния проводник и линията, подложена на влияние, параметрите на линията, възприемчивостта ѝ към смущения.

Определят се два вида индуктирани напрежения, които съвместно могат да определят *опасното влияние* на контактната мрежа:

- Краткотрайно индуцирано напрежение $U_{кр}$.

Най-силен ток в контактната мрежа имаме в режим на късо съединение. Съответно $U_{кр}$ е свързано с този режим и представлява импулс с висока амплитуда.

- Продължително действащо индуцирано напрежение $U_{пр}$.

Възниква при напрегнат, но поносим за контактната мрежа режим, в който тя може да работи продължително време.

2.2. Изчисление на краткотрайното напрежение, индуцирано в резултат на магнитното въздействие - $U_{кр,м}$

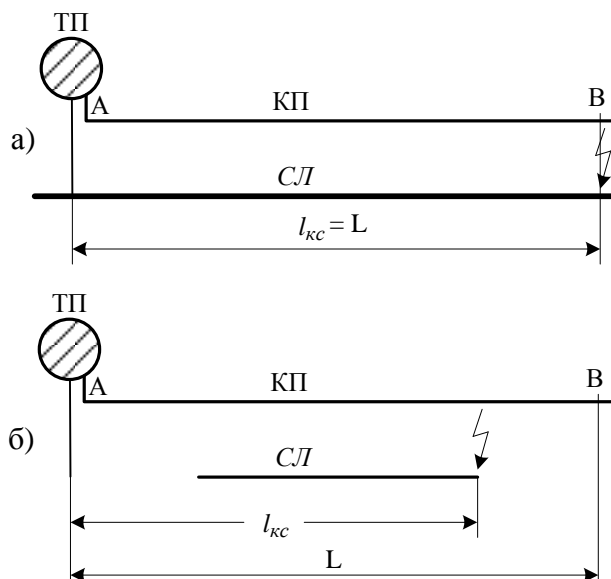
Краткотрайното напрежение, индуцирано в резултат на магнитното влияние на тяговата мрежа се определя съгласно изрази:

$$U_{кр,м} = \omega I_{кc} \sum_{i=1}^n M_i S_i l_{e_i} \quad [V] \quad (1)$$

където: ω е ъгловата честота на тяговата мрежа ($2\pi \cdot 50\text{Hz}$); $I_{кc}$ - ток при късо съединение в контактната мрежа [A]; M_i - взаимна индукция между контактния проводник и СЛ за i -тия участък сближение; S_i - общ коефициент на екраниране за i -тия участък на сближение; l_{e_i} - дължина на i -тия участък на приближение [km].

• Определяне тока на късо съединение:

Стойността на тока на късо съединение зависи от мястото му. За да отчетем максималното влияние, мястото трябва да е такова, че частта от контактния проводник, по която протича $I_{кc}$, да обхваща цялата дължина на СЛ. Когато трасето на СЛ минава през целия участък на тяговата подстанция, изчисленията се провеждат за късо съединение в края му (фиг.1.а). Когато трасето на СЛ заема част от участъка, изчисленията се провеждат за късо съединение в края на трасето (фиг.1.б).



Фиг.1. Място на късото съединение, за което се определя $I_{кc}$:

- когато сближението е по цялото протежение на тяговия участък;
- когато сближението заема част от тяговия участък.

Токът на късо съединение се изчислява съгласно зависимостта (2), където: $U_{ном}$ - номиналното захранващо напрежение на контактната мрежа ($27,5 \cdot 10^3\text{V}$); $S_{кc}$ -

мощност на трансформатора при късо съединение на шините на подстанцията [VA]; S_n – номинална мощност на трансформатора [VA]; u_k – напрежение на късо съединение на трансформатора в %; R_0 и X_0 са съответно активната и реактивната съставки на относителното съпротивление на тяговата мрежа [Ω/km]; l_{kc} е разстоянието от тяговата подстанция до точката на късо съединение [km].

$$I_{kc} = \frac{U_{ном}}{\sqrt{\left[2U_{ном}^2 \left(\frac{1}{S_{kc}} + \frac{u_k}{100S_n}\right) + (X_0)I_{kc}\right]^2 + [(R_0)l_{kc}]^2}} \quad (2)$$

- **Определяне на взаимната индукция M_i .**

Определя се съгласно следния израз:

$$M_i = 10^{-4} \ln \left[1 + \frac{6 \cdot 10^5}{a_{екв_i}^2 \cdot \sigma \cdot f} \right] \left[\frac{H}{km} \right] \quad (3)$$

където: $a_{екв_i}$ е ширината на $i^{мото}$ сближение [m]; σ - относителна проводимост на почвата в района [S/m]; f - честота на влияещия ток (50Hz).

При участък с косо сближаване (трасето на СЛ не е успоредно на контактния проводник), еквивалентното разстояние на приближаване се определя по формулата:

$$a = \sqrt{a_1 \cdot a_2} \quad (4)$$

където: a_1 и a_2 са разстоянията между линията и оста на жп линията в двата края на участъка на $i^{мото}$ сближение [m].

- **Определяне на общия коефициент на екраниране S_i :**

S_i е коефициент, отразяващ общото екраниращото действие на всички метални части в непосредствена близост при честота $f = 50$ Hz. Ако отчетем най-характерните можем да запишем:

$$S_i = S_{p_i} S_{зв_i} S_{o_i} S_{ж_i} S_{к_i} \quad (5)$$

S_{p_i} е коефициент на екраниращо действие на релсите; $S_{зв_i}$ - коефициент на екраниране на заземителното въже на ВЛ – ВН; S_{o_i} - коефициент на екраниращо действие на металната обвивка на СЛ; $S_{ж_i}$ - коефициент на екраниращо действие на жилата на СЛ; $S_{к_i}$ - коефициент на екраниращо действие на други кабели, положени в канала.

$$S_{o_i} = k_{уз_i} S_{уд_i} \quad (6)$$

където $k_{уз_i}$ характеризира екраниращите възможности на кабела, свързани с полагането (заземление, проводимост на почвата); $S_{уд_i}$ характеризира екраниращите възможности на кабела, свързани с електрическите параметри на металната обвивка.

2.3. Изчисление на краткотрайното напрежение, индуктирано в резултат на електрическото въздействие - $U_{крe}$

Електрическото влияние се определя с израза:

$$U_e = \frac{kU_{ном}}{l} \sum_{i=1}^n l_{e_i} S_i \frac{b \cdot c}{a_{екв_i}^2 + b^2 + c^2} \quad (7)$$

където: k е коефициент, отчитащ влиянието на проводниците, разположени на опорите на контактната мрежа. За еднопътен участък и два проводника $k = 0,4$. За двупътен участък $k = 0,6$; $U_{ном}$ – номинално напрежение на тяговата мрежа [V]; l – обща дължина на въздушната линия [km]; l_{e_i} – дължина на i -тият участък на приближение [km]; S_i – коефициент, отразяващ екраниращите свойства на инфраструктурата и на релефа; b – разстояние от релсата до средата между контактния проводник и носещото въже. Приема се 6,8 m; c – височина над земята на проводника, подложен на влияние [m].

При кабелни линии електрическото влияние отсъства. Затова краткотрайното напрежение се определя по формула (1). При въздушни линии трябва да се отчита магнитното и електрическото влияние. Тогава краткотрайното напрежение се определя по формулата:

$$U_{кр_{екв}} = \sqrt{\left(\frac{U_{кр_{м}}}{2}\right)^2 + U_e^2} \quad (8)$$

2.4. Изчисление на продължително действащо напрежение, индуктирано в резултат на магнитното въздействие - $U_{пр_{м}}$

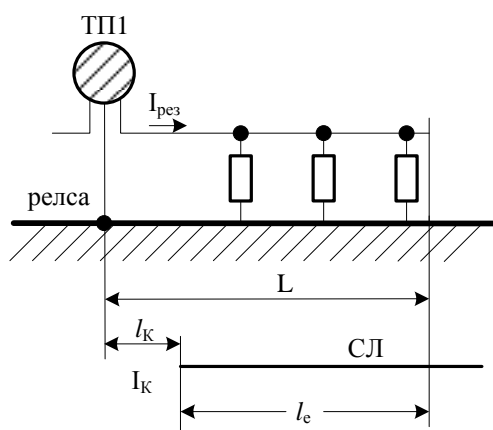
Продължителното напрежение, индуктирано в резултат на магнитното влияние на тяговата мрежа, се определя съгласно израза:

$$U_{пр_{м}} = \omega I_{екв} K_{\phi} \sum_{i=1}^n M_i S_i l_{e_i} \quad (9)$$

където: K_{ϕ} е коефициент, характеризиращ увеличаването на индуцираното напрежение вследствие несинусидалната форма на тяговия ток, породена от токоизправителите в електрическия локомотив (приема се със стойност 1,15); $I_{екв}$ – максимален ток, който може да протече продължително време през контактния проводник без да се задействат защиты [A]. Останалите величини в (9) са разгледани по-горе.

- **Определяне на $I_{екв}$.**

$I_{екв}$ може да се определи при електрическите изчисления на КМ. По-долу се предлага друг подход. Най-напрегнатия, продължително действащ режим се реализира, когато в участъка, захранван от една тягова подстанция, се намират максималният възможен брой влакове. На фиг.2 е прието, че реално в участъка няма да има повече от три влака. Тяговият ток в този режим е стъпаловиден, като най-голям е в частта между ТП и първия влак. $I_{екв}$ (10) е виртуален ток, който е еднакъв за цялата зона на сближение и индуктира в съседния проводник същото напрежение, като реалния.



Фиг.2. Схема за определяне на $U_{np.m}$.

$$I_{екв} = I_{рез} K_m \quad (10)$$

$I_{рез}$ е резултантния (общ) ток в контактния проводник в принудителен режим:

$$I_{рез} = \frac{2m}{m+1} \cdot \frac{\Delta U_{кcmax}}{(R_0 \cos \varphi + X_0 \sin \varphi)L} \quad (11)$$

Таблица 1
Стойности на $\Delta U_{кcmax}$

L [km]	$\Delta U_{кcmax}$ [V]
>30	8500
15÷30	5500
<15	$I_{рез} = 300A$

където: $\Delta U_{кcmax}$ е максималният пад в контактната мрежа между работещата тягова подстанция и най-отдалечения влак (определя се съгласно табл.1); - m е броят влакове, намиращи се в разглежданата зона. Изчисленията се провеждат за $m = 3$; $\cos \varphi$ – фактор на мощността на локомотива. (приема се 0,8); K_m – коефициент (12), характеризиращ намаляването на $I_{екв}$ спрямо $I_{рез}$ в зависимост от броя влакове m , намиращи се в разглежданата зона:

$$K_m = \frac{1}{m} \left[1 + (m-1) \left(1 - \frac{2l_k + l_e}{2L} \right) \right] \quad (12)$$

При кабелни линии електрическото влияние отсъства. Затова продължителното напрежение се определя по формула (9).

При въздушни линии трябва да се отчита магнитното и електрическото влияние. Тогава продължителното напрежение се определя по формулата:

$$U_{np_{екв}} = \sqrt{\left(\frac{U_{np.m}}{2} \right)^2 + U_e^2} \quad (13)$$

3. ПРОГРАМА ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ИНДУКТИРАНИТЕ ОТ КОНТАКТНАТА МРЕЖА НАПРЕЖЕНИЯ В СЪСЕДНИТЕ ЛИНИИ

Програмата служи за изчисление на опасните влияния върху съобщителната линия, които се пораждат от контактната мрежа. Написана е на обектно-ориентирания език Visual Basic (версия 2005), който използва платформа Microsoft .NET Framework 2.0, за да може без допълнителни промени да се използва и от нови, и от по-стари версии на операционната система Windows. На фиг.3 е представен интерфейсът за комуникация с оператора.

Фиг.3. Интерфейс за комуникация с оператора.

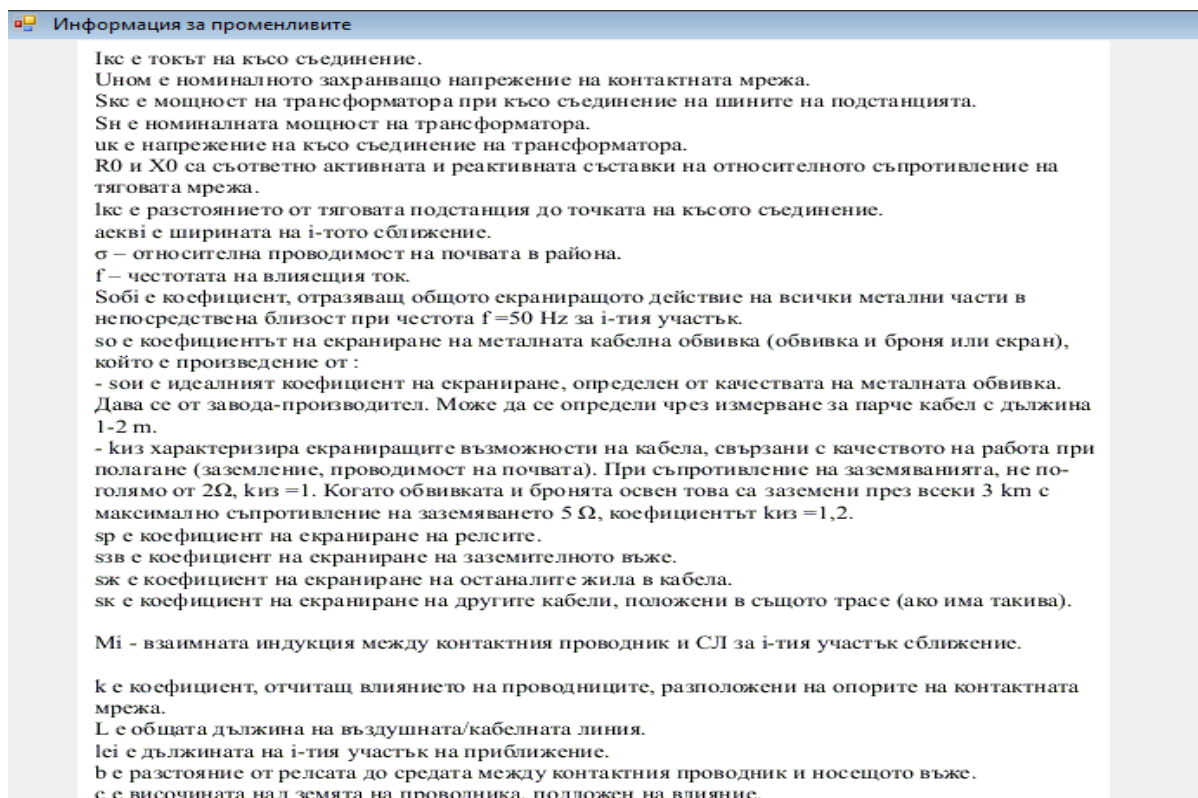
Освен това програмата се състои само от един изпълним файл (.exe) и не се инсталира [6, 7]. Интерфейсът е графичен. Белите полета са за въвеждане на входните данни, а полетата с друг цвят се използват за извеждане на резултатите от изчисленията (когато те се отнасят за един участък приближение или са общи за цялото трасе).

Програмата може да консултира потребителя при вземане на решения. Има опция за извеждане на общ пояснителен списък с входните и изходните данни. На фиг.4 е показана една снимка на изведен списък, поясняващ значенията и дименсиите на отделните входни величини.

Както във всяка методика за изчисление, има величини, чиито стойности се избират от проектанта на базата на справочни данни, работни условия, по някога и на субективни виждания. В програмата е предвидена възможност за консултации и относно такива величини. На фиг.5 са дадени отворени прозорци със справочна информация в табличен и графичен вид.

Въвеждането на означенията запазва последователността на методиката (избира се дали линията е кабелна или въздушна). Понеже не е възможно да се определи колко участъка на приближение ще влязат в изчисленията (стойностите могат да бъдат различни), за отделните участъци се набират от отделни прозорци (тъй

като няма място в основния). След завършването на изчисленията има възможност въведените данни и резултатите да се запазят в текстови файл, от който входните данни могат да се заредят на по-късен етап или при ново стартиране на програмата (има и опция да се въведат отново само стойностите, които имат отношение към всеки отделен участък или само тези,



Фиг.4. Изглед на списък, поясняващ значенията и дименсиите на отделните входни величини.

намиращи се в основния прозорец). Това е особено полезно при провеждане на изследвания за влиянието на отделни параметри върху смущаващите влияния.

Паметта, която е необходима за изчисленията на програмата (за всички входни данни и резултати), е 476808 байта. Паметта, която е разпределена между RAM и виртуалната памет (в зависимост от операционната система) и включва библиотеките (DLL файлове), необходими за работата на платформата .NET Framework на езика Visual Basic (графичен интерфейс, математически функции като cos и др.) е 53852 килобайта.

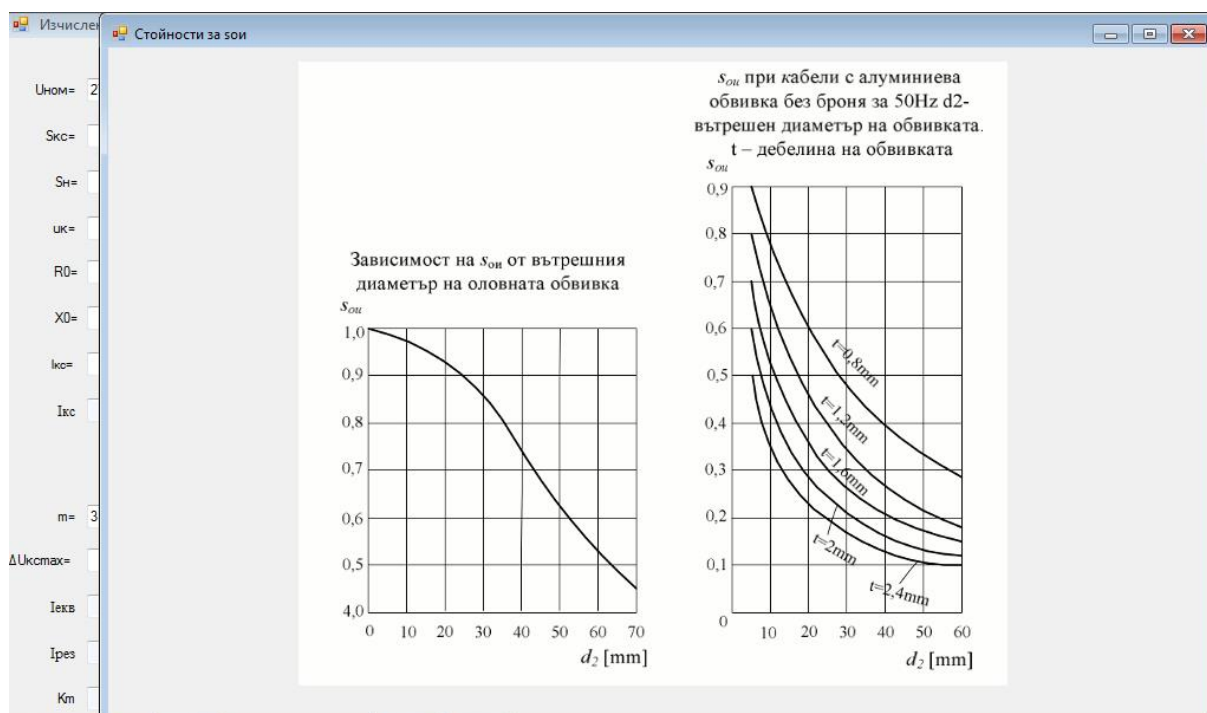
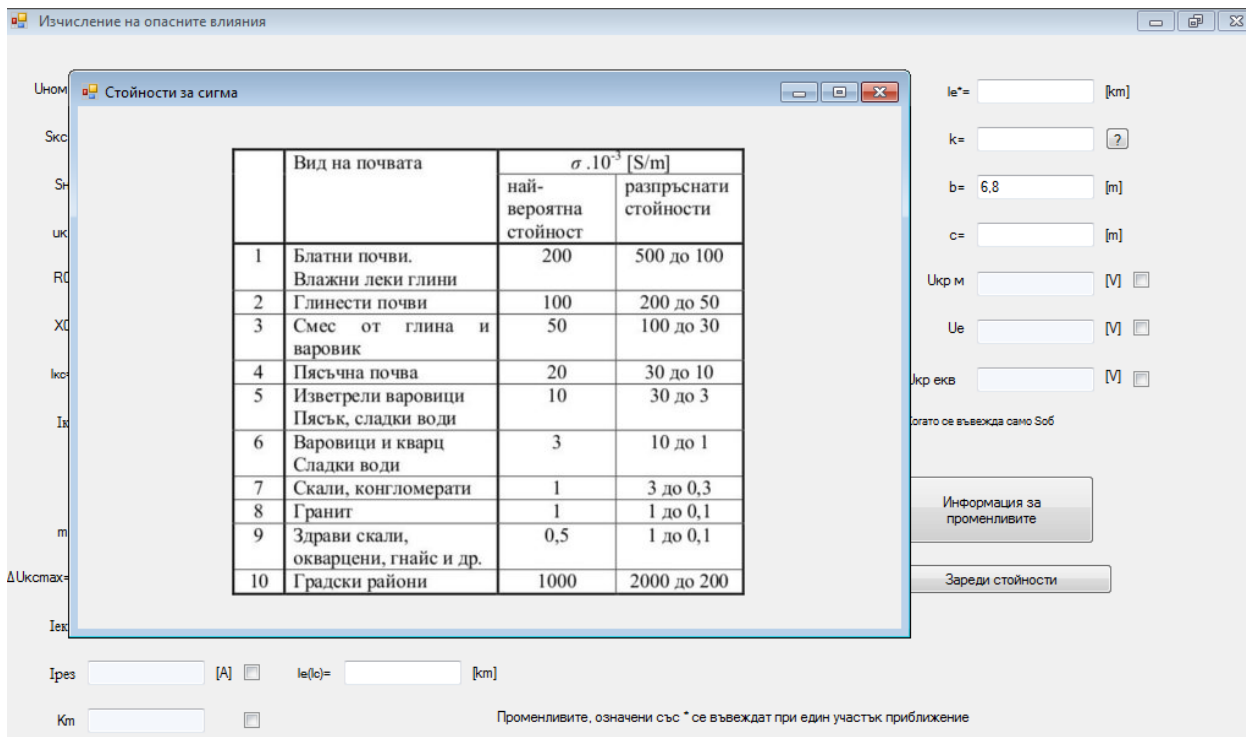
Всяка променлива заема памет 8 байта (ограничена е) и може да приема стойности от около -1,7 до около 1,7. Масивите приемат същите стойности, но заемат повече памет.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена е методика за изчисление на индуктираните напрежения от контактната мрежа в съседните линии, необходима за оценка на вътрешната електромагнитната съвместимост на железопътната транспортна система и външната – между транспортната система и други системи [3]. Съгласно директива

2004/108/ЕИО такава оценка е задължителна за всички нови проекти и корекции [4]. С отчитане на съответните специфични методиката е приложима и за електропреносната мрежа високо напрежение.

На базата на предложената методика е разработен софтуер за оценка на електромагнитната съвместимост. Софтуерът може да се използва и за изследване влиянието на различни конструктивни и електрически параметри на системите върху електромагнитната съвместимост.



Фиг.5. Отворени прозорци със справочни данни.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Иванов Е. (2011), *Електромагнитна съвместимост*, Изд. „Съюз на електроинженерите в транспорта”, ISBN: 978-954-8640-14-5, София, 2006.
- [2] Чернева Г., Е. Димитрова (2011), *Изследване на магнитното поле на тягов ток*, н.сп. „Механика, Транспорт, Комуникации“, ISSN 1312-3823, бр. 3, 2011, статия № 0594, стр. VII-1 – VII-3.
- [3] EN 50121 (Series) *Railway applications - Electromagnetic compatibility (EMC)*.
- [4] Директива 2004/108 ЕО. *Електромагнитна съвместимост*
- [5] *Правилник за защита на съобщителните линии от опасно и смущаващо електромагнитно влияние на електропроводните линии и за допустимите минимални сближения Д-06-002*, Министерство на транспорта и съобщенията, 1970.
- [6] *Visual Basic 2005 Стартов пакет*, изд.АлексСофт.
- [7] *Основи на програмирането - бързо и ефективно*, изд.СофтПрес.

Автори: Емил Боянов Иванов, доц. д-р, катедра „Съобщителна и осигурителна техника и системи”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София, Е-mail adress: eivanov.09@abv.bg; Емилия Андонова Димитрова, ас. инж. маг., катедра „Съобщителна и осигурителна техника и системи”, ВТУ „Тодор Каблешков“ - София, Е-mail adress: edimitrova@bitex.bg; Пламен Атанасов, студент, специалност „Комуникационна и осигурителна техника“, ВТУ „Тодор Каблешков“ - София.

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Петър Матов

ПРЕСИЧАНИЯ МЕЖДУ КОНТАКТНАТА МРЕЖА И СЪСЕДНИТЕ ЛИНИИ И ЕЛЕКТРОМАГНИТНА СЪВМЕСТИМОСТ

Емил Иванов, Емилия Димитрова

Резюме: Контактната мрежа е източник на електромагнитни смущения. Минимализирането на влиянието на тези смущения изисква перпендикулярно пресичане на линиите за високо напрежение със съседните линии (СЛ). В проектите за рехабилитация на жп линии се поставя изискване за преустройство на косите пресичания между контактната мрежа и СЛ. При това преустройство се появява и част, успоредна на контактната мрежа, което може да влоши електромагнитната съвместимост, вместо да я подобри. В настоящия доклад се изследва влиянието на параметрите на пресичанията върху индуктираното напрежение. Предлагат се критерии за оценка на пресичанията и изисквания към геометричните параметри.

Ключови думи: електромагнитна съвместимост; влияния на контактната мрежа, преустройство на железопътни линии

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY WITH CROSSINGS BETWEEN CATENARY AND NEIGHBORING LINES

Emil Ivanov, Emiliya Dimitrova

Abstract: Catenary is a source of electromagnetic disturbances. The minimization of the influence of these disturbances requires perpendicular crossings between the catenary and neighboring lines. The projects for the rehabilitation of railway lines require the reconstruction of the oblique crossings between catenary and neighboring lines. With this transformation, part of the low voltage line occurs in parallel to catenary, which may deteriorate electromagnetic compatibility instead of improving it. This paper examines the influence of the parameters of crossings on the inducted voltage. Criteria for assessment of the crossings as well as requirements on the geometrical parameters are proposed.

Key words: electromagnetic compatibility; influences of the catenary, reconstruction of the railway lines

1. ВЪВЕДЕНИЕ

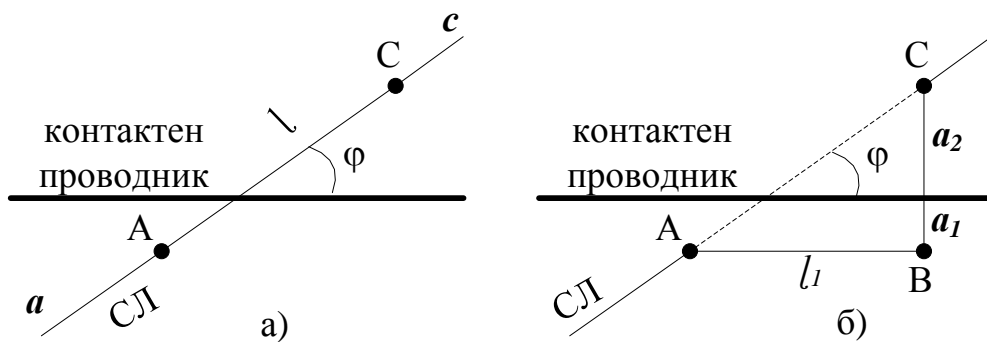
Тяговата мрежа на електрифицираните железопътни линии за променлив ток е характерен източник на електромагнитни смущения. В непосредствена близост до контактната мрежа (КМ) се разполагат кабелни и въздушни линии от системите на осигурителната техника, за телекомуникации, за сигнализации, линии

ниско напрежение на ел.инсталациите в гарите и на битовата мрежа в прилежащите населени места. Тяговата мрежа може да окаже влияние на работата на съответните системи и съоръжения, включени към тези линии. Те се обозначават с общото понятие съседни линии (СЛ). Известно е, че влиянието на КМ върху СЛ е минимално при перпендикулярно пресичане на линиите високо напрежение със съседните линии [1, 2, 3]. В проектите за рехабилитация на жп линии се поставя изискване за преустройство на косите пресичания между контактната мрежа и СЛ [4]. При това се появява и част, която е успоредна на контактната мрежа. По този начин преустройството вместо да подобри електромагнитната съвместимост, може да я влоши.

В настоящата разработка се изследва влиянието на параметрите на пресичанията върху индуктираното напрежение – ъгъл при косото пресичане, дължина на успоредния и перпендикулярния участък след преустройството и разстояния до контактния проводник. Предлагат се критерии за оценка на пресичанията и изисквания към изброените геометрични параметри.

2. КРИТЕРИЙ ЗА ОЦЕНКА НА ПРЕСИЧАНИЯТА – ТЕОРЕТИЧНА ОБОСНОВКА

База за обосновка на критерия са косо и перпендикулярно пресичания, представени на фиг.1. При косото пресичане трасето на СЛ е по правата *ac* (фиг. 1.а). Участъкът AC с дължина *l* е в зоната на влияние на електрифицираната жп линия. При перпендикулярното пресичане трасето на СЛ се променя през точките А, В и С (фиг.1.б). Появява се участък с дължина *l₁*, който е успореден на контактния проводник.



Фиг.1. Пресичания на КМ със съседни линии:

а) косо пресичане; б) преустроено в перпендикулярно.

Съгласно методиката, представена в предишна публикация [5], напрежението, индуктирано в отрязък AC от съседната линия **при косо пресичане**, е:

$$U_1 = \omega I_{kc} M S l \cos \varphi \quad [V] \quad (1)$$

където: ω - ъгловата честота на тяговата мрежа ($2\pi \cdot 50\text{Hz}$); I_{kc} - ток на късо съединение [A]; M - взаимна индукция между контактния проводник и СЛ [H/km]; S - общ коефициент на екраниране; l - дължина на СЛ в зоната на влияние [km]; φ - ъгъл на пресичането.

Взаимната индукция M се определя съгласно следните зависимости [1]:

$$M = 10^{-4} \ln \left[1 + \frac{6 \cdot 10^5}{a_{екв}^2 \cdot \sigma \cdot f} \right] \quad (2)$$

$$a_{екв} = \sqrt{a_1 a_2} \quad (3)$$

където: a_1 - дължината на перпендикуляра през точка А към контактния проводник; a_2 е дължината на перпендикуляра през точка С към контактния проводник; σ - относителна проводимост на почвата в района [S/m]; f - честота на влияещия ток (50Hz).

След заместването на изрази (2) и (3) в (1) се получава:

$$U_1 = \omega \cdot I_{кв} \cdot S \cdot l \cdot 10^{-4} \cdot \ln \left[1 + \frac{6 \cdot 10^5}{a_1 a_2 \cdot \sigma \cdot f} \right] \cdot \cos \varphi \quad (4)$$

Като се заместят променливите, чиято стойност няма отношение към изследвания проблем, се получава:

$$U_1 = k \ln \left[1 + \frac{6 \cdot 10^5}{a_1 a_2 \cdot \sigma \cdot f} \right] \cos \varphi \quad (5)$$

При перпендикулярно пресичане (фиг.1.б) в клон ВС от трасето не се индуктира напрежение, тъй като е перпендикулярен на контактния проводник. Клон АВ, обаче, е успореден на контактния проводник и в него се индуктира напрежение:

$$U_2 = k \ln \left[1 + \frac{6 \cdot 10^5}{a_1^2 \cdot \sigma \cdot f} \right] \quad (6)$$

Преустройството има смисъл само когато индуктираното напрежение след преустройството е по-малко. Тогава може да се запише условието:

$$\frac{U_1}{U_2} > 1 \quad (7)$$

След заместване на изрази (5) и (6) в (7) и последващо преобразуване, се получава:

$$\frac{[\ln(a_1 a_2 \cdot \sigma \cdot f + 6 \cdot 10^5) - \ln a_1 a_2 \cdot \sigma \cdot f] \cos \varphi}{\ln(a_1^2 \cdot \sigma \cdot f + 6 \cdot 10^5) - \ln a_1^2 \cdot \sigma \cdot f} > 1 \quad (8)$$

Неравенство (8) е критерий за оценка на преустройството. Последното има смисъл само, ако геометричните размери са подбрани така, че да се удовлетворява неравенството. Това е възможно само при

$$a_1 < a_2 \quad (9)$$

¹ $\ln(a_1^2 \cdot \sigma \cdot f + 6 \cdot 10^5) - \ln a_1^2 \cdot \sigma \cdot f > 1$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е разработен критерий за реализация на преустройство на линии от осигурителната техника, за телекомуникации, за сигнализации или ниско напрежение при пресичания с контактната мрежа. Изискване за такова преустройство се поставя в проектите за рехабилитация на железопътните линии. Целта е минимизиране на индуктираните напрежения от контактната мрежа в съседните линии, като косите пресичания между КМ и СЛ се преустройват в перпендикулярни.

Проведените изследвания показват, че се налага преди преустройството точно да бъдат определени местата на точките А, В и С, за да се изпълнят условията (8) и (9).

ЛИТЕРАТУРА

[1] Иванов Е. (2011), *Електромагнитна съвместимост*, Изд. „Съюз на електроинженерите в транспорта”, ISBN: 978-954-8640-14-5, София, 2006.

[2] EN 50121 (Series) *Railway applications - Electromagnetic compatibility (EMC)*.

[3] Директива 2004/108 ЕО. *Електромагнитна съвместимост*

[4] *Правилник за защита на съобщителните линии от опасно и смущаващо електромагнитно влияние на електропроводните линии и за допустимите минимални сближения Д-06-002*, Министерство на транспорта и съобщенията, 1970.

[5] Иванов Е., Е. Димитрова, П. Атанасов (2014), *Автоматизиран метод за оценка влиянието на контактната мрежа върху съседните линии*, VI научна конференция ЕФ-2014, Созопол, 15-17.09.2014.

Автори: Емил Боянов Иванов, доц. д-р, катедра „Съобщителна и осигурителна техника и системи”, Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ - София, E-mail adress: eivanov.09@abv.bg; Емилия Андонова Димитрова, ас. инж. маг., катедра „Съобщителна и осигурителна техника и системи”, ВТУ „Тодор Каблешков“ - София, E-mail adress: edimitrova@bitex.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Петър Матов

ПЛАЗМЕНО-ПОДПОМОГНАТА КАПИЛЯРНА ИМПРЕГНАЦИЯ ЗА ОГНЕЗАЩИТА НА ДЪРВО ЧРЕЗ ЗАБАВИТЕЛИ НА ГОРЕНЕТО I. ПОДПОМОГНАТА С ПОВЪРХНОСТНО АКТИВНИ ВЕЩЕСТВА КАПИЛЯРНА ИМПРЕГНАЦИЯ

Петър Динев, Ивайло Иванов, Диляна Господинова

Резюме: Плазмено-подпомогнатата огнезащита на дърво и дървени изделия чрез забавители на горенето е осъществена като резултат от появата и развитието на плазмено-подпомогнатата капилярна импрегнация. Предшестващото капилярната импрегнация плазмено химично активизиране на повърхността променя съществено електрическата, химичната и капилярната активност на порестата повърхност, което от своя страна е причина за подобряване на основни характеристики на импрегнационния процес. Използван е капков метод, за да се разкрие влиянието на водни анионни ПАВ върху плазмено-подпомогнатата капилярна импрегнация на три вида тропическа дървесина - мексикански бял кедър (*Cupressus Lusitanica*), махагон (*Swietenia macrophylla*) и тцалам (*Lysiloma Bahamensis*).

Ключови думи: диелектричен бариерен разряд (ДБР) във въздух, плазмено подпомогнатата капилярна импрегнация (ППКИ), фосфор и азот-съдържащи забавители на горенето, водни йонни и нейонни ПАВ, тропическа дървесина.

PLASMA-AIDED CAPILLARY IMPREGNATION FOR FLAME RETARDANCY OF WOOD I. SURFACTANTS-ASSISTED CAPILLARY IMPREGNATION

Peter Dineff, Ivaylo Ivanov, Dilyana Gospodinova

Abstract: The plasma aided flame retardation of wood and wooden products has been conceived and developed as a result of plasma aided process of capillary impregnation. The plasma-chemical surface pre-treatment in air at atmospheric pressure substantially alters its electrical, chemical and capillary activity, thus improving some basic characteristics of the impregnation process, such as penetration depth, solution spreading and adsorption speed, adsorbed solution capacity. Sessile drop technique has been used to reveal the impact of an anionic aqueous surfactant on plasma-aided capillary impregnation of three rain-forest woods - Mexican white cedar (*Cupressus Lusitanica*), Mahogany Caoba (*Swietenia macrophylla*), and Tzalam (*Lysiloma Bahamensis*).

Keywords: dielectric barrier air discharge (DBD), plasma-aided capillary impregnation (PACI), phosphor and nitrogen containing flame retardants, aqueous ionic and non-ionic surfactants, rain-forest woods.

1. INTRODUCTION

Wood is a preferred engineering material. It is low in processing energy, economical, renewable, strong, healthful, and aesthetically pleasing. It has however several disadvantageous properties such as impregnability, ignitability, combustibility, biodegradability, and large scale dimension changing with varying moisture content. These properties of wood are all the result of chemical reaction involving processing and degradative environmental agents, [6].

Wood is a three-dimensional biopolymer composite composed mostly of cellulose, hemicellulose, and lignin. These polymers make up the cell wall and are responsible for most of the physical and chemical properties of wood and wooden products. For example, wood burns primarily because the cellulose and hemicellulose polymers undergo pyrolytic and oxidative reactions with increasing temperature, and giving off flammable gases. The lignin, being more thermally stable, contributes more to char formation than does cellulose and hemicellulose. Increased char formation reduces flammable gas formation and helps insulate wood in depth from further thermal degradation. The high molecular weight of cellulose is primarily responsible for wood strength, which decreases as cellulose degrades thermally by pyrolytic mechanisms, [2, 6].

It is well known that heat treatment (drying for example) and machining reduces the chemical activity and wood wettability (spreading, penetration) by modifying its water-reactive matrix in different ways. Flame retardant chemicals have been added to wood to improve the fire performance of wood through reducing the amount of flammable gases and increasing the amount of char. These water soluble chemicals have been traditionally impregnated inorganic salts, [2, 3, and 4].

2. PLASMA-AIDED CAPILLARY IMPREGNATION AND FLAME RETARDANCY

Earlier, it was found that the cold plasma pre-treatment of hard woods like cherry and oak improves such technological characteristics as impregnation solution spreading and flame retardant absorption (penetration) speed and quantity. The plasma-aided flame retardation of wood has been developed as a result of a plasma-aided process of capillary impregnation that comprises the surface plasma pre-treatment for alteration of chemical activity of wood surface as well as its electrical (ionic) and capillary activities, and in general to improve the capillary impregnation process. The plasma-chemical surface pre-treatment has modified significantly the ionic and chemical activity of wood surface as well as its capillary activity. As a result of that the capillary impregnation process was also improved, [2, 3, and 4].

The cold plasma pre-treatment of wood, improves water solution spreading and penetration (or wicking) speed, as well as a specific amount of the adsorbed or penetrated flame retardant. In this way, the plasma pre-treatment of wood and wooden products improves its flame retardation, [1, 2, 3, and 4].

The plasma-aided flame retardation of wood has been developed as a result of a new plasma-aided process of capillary impregnation that comprises [1]:

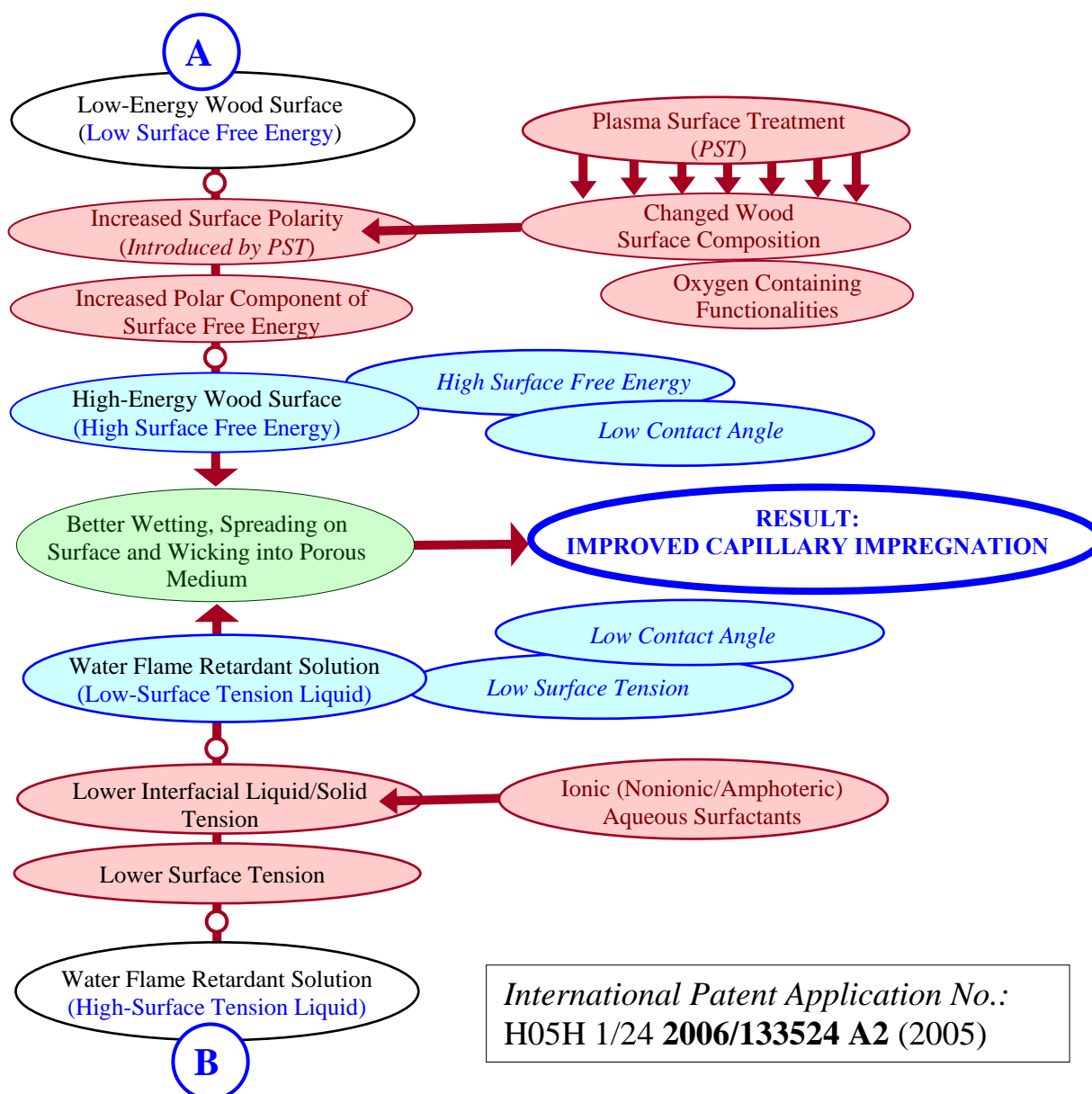


Fig.1. Two ways (**A**, **B**) for improvement of capillary impregnation: **A** - plasma-chemical surface pre-treatment (*DBD* in air): the response of wood surface on plasma pre-treatment is complex but it appears to be controlled by its surface composition, especially by the introduced oxygen containing functionalities and increased surface polarity; **B** - using impregnating (flame-retardant) water solution modified by aqueous (or micelle-forming) surfactants; and the third or integral way **A+B** - plasma-aided and surfactants assisted capillary impregnation (*Dineff*, 2005).

- i* - surface plasma pre-treatment for alteration of chemical, electrical (ionic) and capillary activities of wood surface as well as its surface energy;
- ii* - general change of ionic activity and surface tension of flame retardant (*FR*) containing water solution by ionic and non-ionic aqueous surface-active agents (surfactants), and in general to improve some characteristics of the capillary impregnation process such as solution spreading and wicking speed, as well as specific amount of the penetrated (sorbed) flame retardant. In this way, the plasma pre-treatment of wood improves wooden flame retardation, [1, 2, 3, and 4].

3. CAPILLARY IMPREGNATION AND WETTING PHENOMENA

The wetting theory, expressed in terms of thermodynamic wetting parameters, such as the contact angle, the surface tension, and the surface free energy, is the most widely

used approach in impregnation and adhesion science at present, and this work considers only this type of capillary impregnation phenomena, also referred here as *wetting phenomena*.

Surface energy analysis helps define and illustrate the impact of the plasma-chemical surface activation on plasma-aided capillary impregnation. This activation significantly decreases the contact angle within the range of 10÷15 deg and increases considerably the polar component of surface free energy, [1].

The change of contact angles in time describes the processes at the liquid/solid and vapour/liquid boundaries of the drop during the time after its setting on the wood surface i.e. during the spreading and wicking processes, Fig.2, [6].

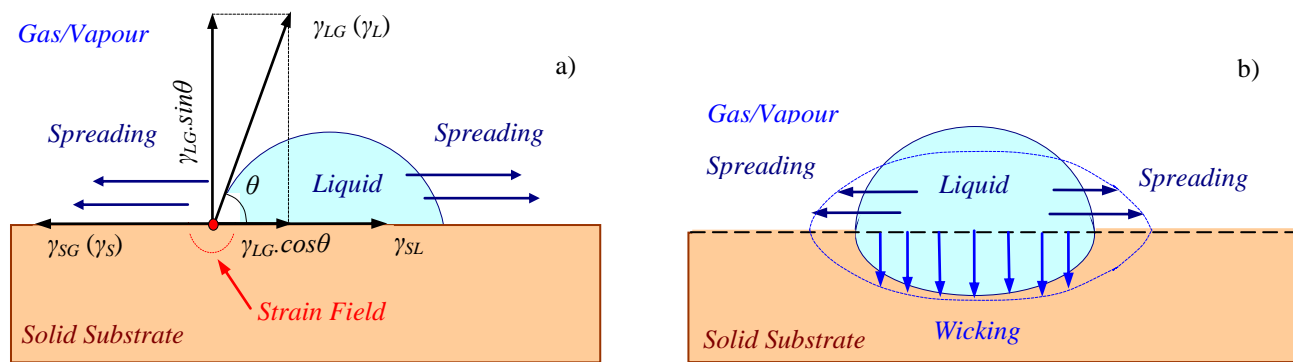


Fig. 2. Schematic illustration of *Young-Bikerman-Good* dynamic model of wetting phenomena on: **a** - smooth, non-porous and rigid surface; **b** - rough, porous, heterogeneous, or hygroscopic surface. Wetting does not include evaporation of liquid, dissolution or swelling of the solid by the liquid or any kind of chemical reaction between the liquid and solid substrate that changes the system's composition.

A liquid drop was placed on a smooth, non-porous, and rigid solid substrate, both exposed to a gas/vapour, and if this system is not in equilibrium and the liquid "wets out" the solid substrate then the liquid exhibits a contact angle of zero against the solid i.e. so if $\gamma_{SG} > \gamma_{SL} + \gamma_{LG}$, then $\cos\theta = 1$ and $\sin\theta = 0$ ($\theta = 0$) and $\gamma_{LG} \sin\theta = 0$ (Good, 1993).

The wetting phenomena on a real surface can be involved by: *i* - spreading of the liquid over a solid surface; *ii* - wicking (or capillary rising) of the liquid into a porous solid (such as wood) (Berg, 1993).

A boundary is not formed instantaneously but requires some time before a dynamic equilibrium is established. This is why a drop volume which is too high should not be selected for measuring retreating angles, as otherwise the contact angle will be measured at a boundary which has not been completely formed. However, it should also not be too slow as the time effects mentioned above will then again play a role. In practice a drop volume between 5 and 15 μl (our choice is 14÷15 μl ; 1 $\mu\text{l} = 1 \text{ mm}^3$) can be recommended; higher flow rates should only be used for the simulation of dynamic processes.

Since wood surfaces are porous, rough and not perfectly smooth, the sessile drop method requires some type of video capture in order to measure the contact angle which changes as the droplet is absorbed.

The way in which different surfactants interact with solid substrates has recently been clarified with the help of atomic force microscopy, [5], and these results provide basis for an explanation of the different spreading properties of the aqueous surfactants

(Venzmer and Wilkovski, 1998). When micelle-forming surfactants adsorb on a hydrophobic substrate, hemi-micelles are formed. This arrangement forces hydrophilic head-groups into contact with the hydrophobic substrate, an orientation less than ideal for lowering interfacial tension, Fig.3.

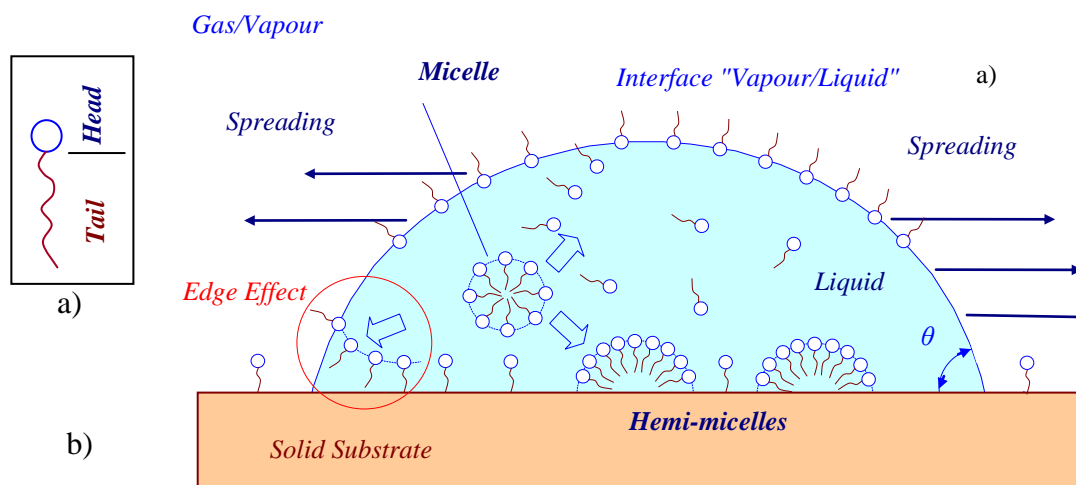


Fig.3. Schematic illustration (b) of *micelle-forming aqueous surfactant* interaction on liquid/solid and vapour/liquid interfaces (see Manne and Gaub, 1995).

The "head" of the surfactant molecule (a) is the hydrophilic or "water loving" part, also called lipophobic or "oil hating". The "tail" of the molecule (a) is the hydrophobic or "water hating" part, also called lipophilic or "oil loving".

Micelle-forming surfactants (b) provide a system with some area with local high concentration of surfactant molecules (hemi- micelles) on the spreading interface and lower interfacial tension (see Venzmer and Wilkowski, 1998).

The objective of this paper was to study the effect of plasma chemical surface pre-treatment of dielectric barrier discharge (DBD) in air (oxidative atmosphere) at atmospheric pressure and room temperature, industrial frequency (50 Hz) and 18 kV (RMS) voltage, on the wood surface wettability monitored by one of the basic thermodynamic wetting parameters - the dynamic (mean) contact angle and its evolution. Therefore, we will focus mainly on the evolution of plasma-aided wetting phenomena in time (1 hour and 24 hours) after plasma-chemical pre-treatment.

4. EXPERIMENTAL INVESTIGATION

A new flame retardant product based on ortho-phosphorous acid, urea and ammonia has been produced and studied. This *phosphorus and nitrogen containing flame retardant* has been used in this experimental study as 30 wt. % water solution. The impregnating flame retardant water solution (*PhFRIS*) was based on it: dry substance of 30 wt.%; phosphorus content of about 13 wt. %, pH = 7÷8 and density of 1.15÷1.14 g/cm³.

Some experimental results on time-depending change of retreating (mean) contact angle θ of three probe liquids - basic water impregnating solution of phosphor and nitrogen containing flame retardant (*PhFRIS*); *PhFRIS* with 5 vol. % anionic aqueous phosphate surfactant (-AS5), are presented here: *i* - plasma-aided capillary impregnation for wood flame retardancy improvement; *ii* - new phosphorous and nitrogen containing flame retardant impregnation solution for plasma-aided retardation; *iii* - condi-

tioning of the applied impregnating solution with anionic surfactant. Our screening experimental studies directed us to use an anionic surfactant - “Aniticrystallin A”, Chimatech, Ltd., Bulgaria, in quantity of 5 vol. %.

Three species of Mexican rain-forest heartwood were investigated: *i* - Tzalam (*Lysioloma bahamensis*); *ii* - Caoba Mahogany (*Swietenia macrophylla*); and *iii* - Mexican White Cedar (*Cupressus Lusitanica*).

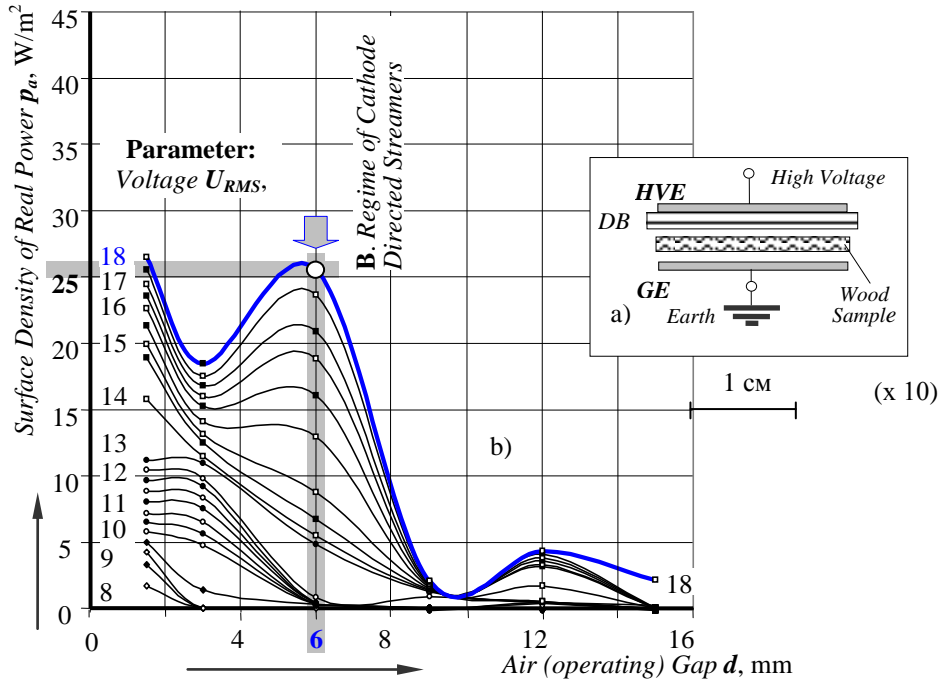


Fig.4. Dielectric barrier air discharge (DBD) in asymmetric coplanar electrode system with one (alkali glass) dielectric barrier (a), technological discharge characteristic " $p_a - U_{RMS}$ ", pick, and choose regime (b) of plasma pre-treatment at industrial frequency (50 Hz) and 25.4 kV (peak value).

On the basis of prior art, as well as on our own former experience in plasma-aided impregnation 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 and 18 kV (RMS) or 25.4 kV (PV), [2, 3, and 4].

The DBD-plasma system consisted of coplanar shaped rectangular electrodes with one glass barrier (3 mm thick) closely arranged to the high voltage electrode (HVE), with 6 mm operating gap (OG) between HVE and dielectric barrier (DB), Fig.4a. The DBD was provided by a low frequency (50 Hz) voltage generator. The wood samples were disposed in operating volume and were treated under chosen operational regime (25.4 kV; OG: 6 mm), Fig.5b.

5. EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

The way in which different surfactants interact with solid substrates has recently been clarified with the help of atomic force microscopy, and these results provide basis for an explanation of their spreading properties (Manne and Gaub, 1995).

When micelle-forming surfactants adsorb on a hydrophobic substrate, hemi-micelles are formed. This arrangement forces hydrophilic head-groups into contact with the hydrophobic substrate, an orientation less than ideal for lowering interfacial tension.

Therefore, the interfacial tension at this interface can be expected to be lower than that without surfactant. In such system containing micelles, these thermo-dynamically stable aggregates are in equilibrium with single surfactant molecules in solution and surfactant monolayer at the vapour/water interface, Fig.3, [5].

The studied *plasma-aided capillary impregnation* was based on both: *i* - plasma pre-treatment of wood sample surface, Fig.4a; *ii* - anionic surfactant assisted impregnation by flame retardant aqueous solution, expecting that an increased capillary activity and impregnating solution penetration speed and capacity would allow good enough flame retardancy, [1].

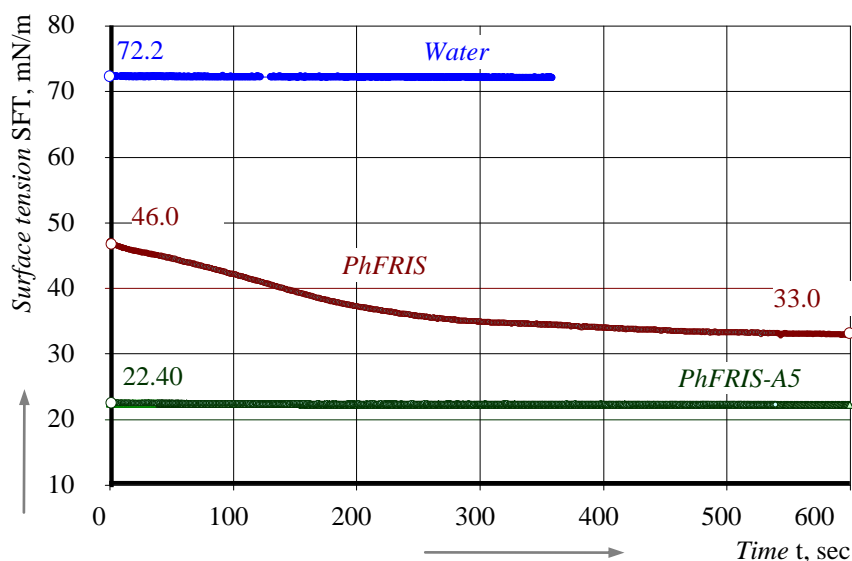


Fig.5. Surface tension time-depending change of a flame retardant (FR) water solution: *PhFRIS* - aqueous impregnating solution of phosphor and nitrogen containing flame retardant; *PhFRIS-A5* - impregnating solution with 5 vol. % anionic aqueous (micelle-forming) surfactant.

6. CONCLUSION

Contact angle analysis helps to define and illustrate the impact of the plasma-chemical surface activation and surfactant assistance on plasma-aided capillary impregnation:

1. The flame retardant aqueous solution (*PhFRIS*) shows a very interesting behavior during the contact angle measurement. There was a transition period during which its surface tension amended from 46.4 to 33.0 mN/m for a time of about 12 minutes. The introduction of anionic aqueous surfactant (*PhFRIS-A5*) leads to both disappearance (less than 10 sec) of the transitional period and significant reduction of surface tension (less than 23 mN/m) - that means a good wetting, spreading, wicking, and chemical affinity, Fig.5.

2. The change of contact angle in a drop test with water after plasma chemical surface treatment is determined by the so-called chemical reorganization of the wood surface in its interaction with the oxygen in air. It is well known that the effect of plasma-chemical functionalization decreases considerably within one day.

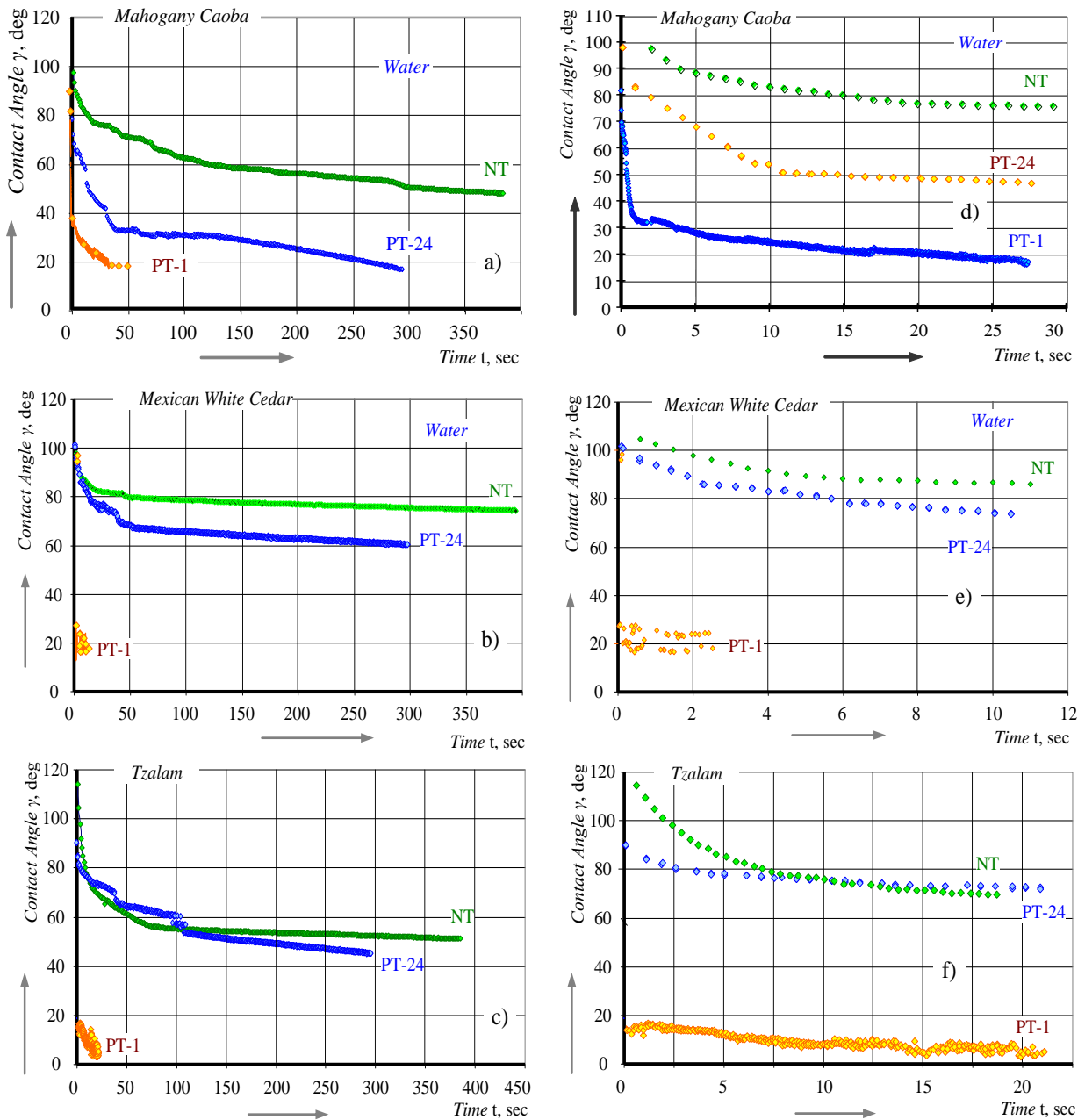


Fig.6. Time-dependent change of mean contact angle θ of a water droplet (sessile drop technique), as it advances over a non-ideal surface of three rain-forest heart wood samples (*Mexico, Yucatán*) - plasma surface treated (PT-) or non-treated (NT) in DBD, - after 1 (PT-1) and 24 (PT-24) hours after plasma-chemical treatment: a, b, c - long time control; d, e, f - short time control.

This fact was confirmed by our studies on the plasma surface activation of the three kinds of wood. The effect of plasma-chemical activation disappears about 24 hours for *Tzalam* wood. We can arrange the three rain-forest heartwood samples extent of preserving for 24 hours the effects of the plasma pre-treatment in the following order: i - *Caoba mahogany*; ii - *Mexican white cedar*; and iii - *Tzalam*, Fig.6.

3. The change of mean contact angle determined in a drop test with *PhFRIS* demonstrates, however, quite different reality: about 2 to 5 seconds, the contact angle decreases above 50 deg and it is maintained after 1 hour and 24 hours from the moment of the plasma-chemical surface pre-treatment. Moreover, it is effective in all three quite different wood samples equally. Regardless of the *open time* between plasma pre-treatment and capillary impregnation - 1 or 24 hours, the application of

surfactants provides good wetting and wicking, and good capillary impregnation, Fig.7 and Fig.8.

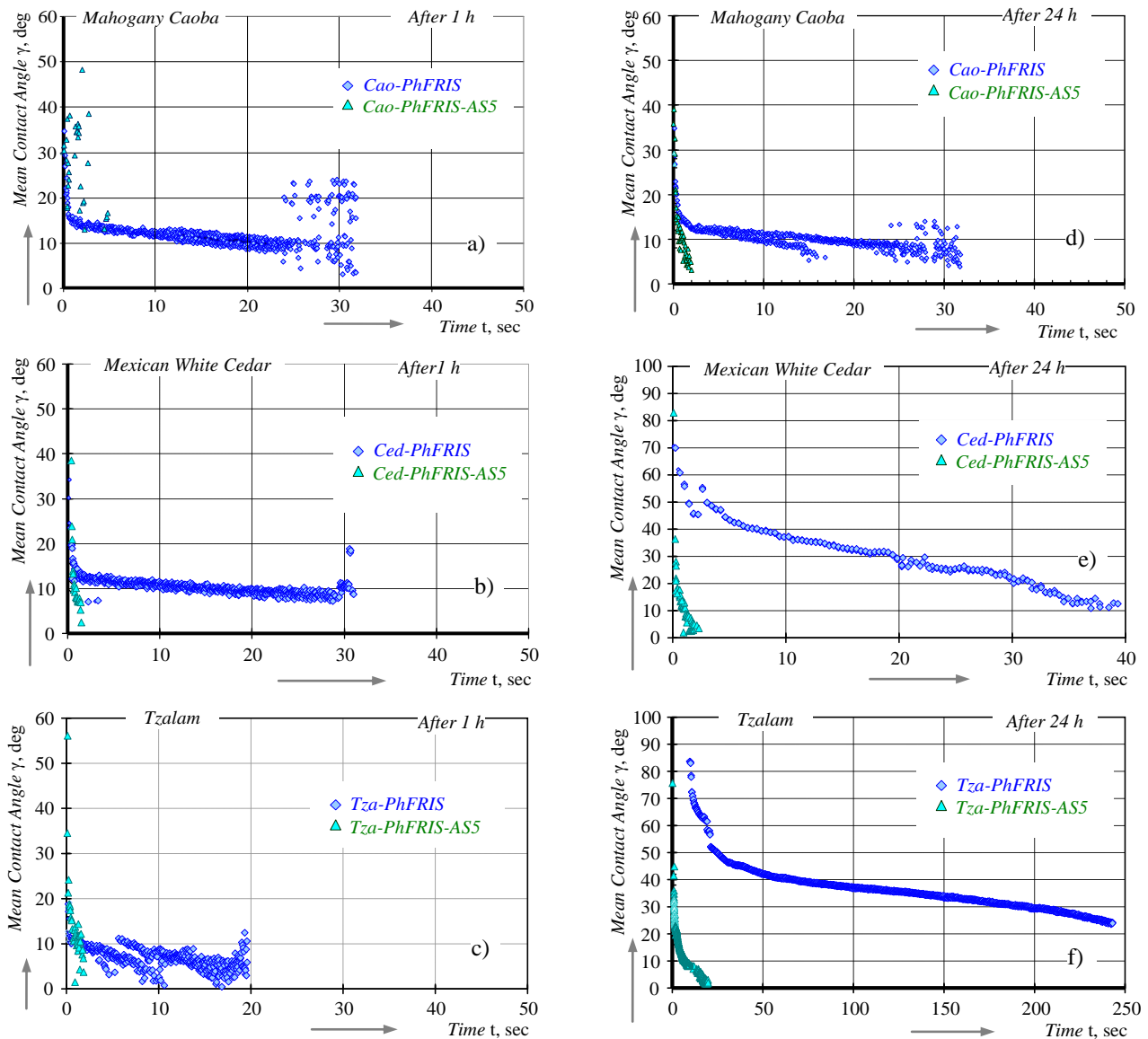


Fig.7. Time-depending change of mean contact angle θ of PhFRIS as it droplet advances slowly over a non-ideal surface of three rain-forest heart wood samples (*Mexico, Yucatán*) 1 hour (a, b, and c) and 24 hours (d, e, and f) after DBD surface treatment in air. The PhFRIS's are: -PhFRIS - basic impregnating FR aqueous solution; -PhFRIS-AS5 - impregnating solution with 5 vol. % anionic aqueous surfactant.

For us, this reality is not surprising as this fact has led to combine back in 2005 plasma-chemical surface pre-treatment of the wood surface using surfactants for lasting change in the surface tension of the impregnation phosphorus containing flame retardants. It is the basis of the resulting patent for plasma-surface activation of wood surfaces - *International Patent Application H05H 1/24 2006/133524 A2 (2005)* [1].

4. Simultaneous use of plasma or DBD surface pre-treatment and micelle-forming surfactants, and in this case an anionic aqueous surfactant, shows one more chance to reduce the surface tension of the impregnation solution and a sustainable use of the positive effect of increased surface energy on wood within 24 hours after plasma surface pre-treatment. The use of aqueous anionic surfactants is admissible only in concentration from 5 to 10 vol. % - it was 5 vol. % for the used surfactant.

Plasma or *DBD*-aided capillary impregnation means both decrease in the surface tension of impregnation solution by using surfactants and increase in the surface energy of the wood surface through plasma surface pre-treatment, Fig.1, [1].

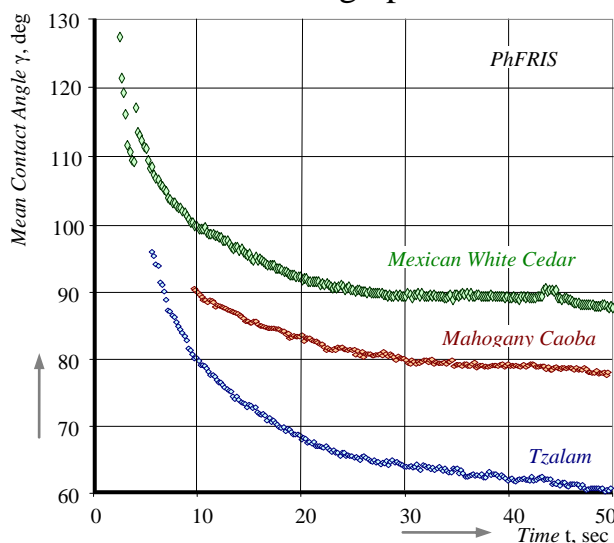


Fig.8. Time-depending change of mean contact angle θ of a phosphor and nitrogen containing flame retardant impregnating solutions (*PhFRIS*) as its droplet advances over a non-ideal surface of three different rain-forest heart wood samples (*Mexico, Yucatán*):
- Mexican white cedar (*Cupressus Lusitanica*)
- Mahogany caoba (*Swietenia macrophylla*);
- Tzalam (*Lysiloma bahamensis*).

5. Contact angle analysis reveals both processes on liquid/solid and vapour/liquid boundaries of the droplet during the time after its setting on the wood surface i.e. during the concurrent spreading and wicking processes determining the result of the capillary impregnation.

REFERENCES

- [1] Dineff, P., L. Kostova. *Method of plasma-chemical modification*, WO2006/133524 A3 (2005).
- [2] Dineff, P., D. Gospodinova, L. Kostova, T. Vladkova, and E. Chen. *Plasma aided surface technology for modification of materials referred to fire protection*, Problems of Atomic Science and Technology, 6; Series Plasma Physics, 2008, Vol.:14, pp. 198÷200.
- [3] Dineff, P., D. Gospodinova. *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, 2004, pp. 193÷196.
- [4] Dineff, P., D. Gospodinova, L. Kostova, T. Vladkova, and C. Erfan. *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, 2008, September 17÷20. Proceedings of papers, Paper: PPM-11-E.
- [5] Venzmer, J., S. Wilkowski. *Trisiloxane surfactants - Mechanisms of spreading and wetting*. ASTM Special Technical Publication, 1998, Vol.: 1347, pp. 140÷154.
- [6] Wålinder, M. *Wetting phenomena on wood. - Factors influencing measurements of wood wettability*. Doctoral Thesis, KTH-Royal Institute of Technology, Department of manufacturing systems, wood technology and processing, Stockholm, Sweden, 2000.
- [7] *Flame Retardants – Frequently asked questions*, Website of European flame retardants association (EFRA): www.cefic-efra.org, 2014.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors gratefully acknowledge the financial support of the Technical University of Sofia, for the Research Project 132ΠД0051-01.

Authors: Peter Dineff, Prof. D.Sc.; Ivaylo Ivanov, assist. prof.; Dilyana Gospodinova, assoc. prof. PhD, Department of Electrical Apparatus, Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail address: dineff_pd@abv.bg; ivo_pmg@abv.bg; dilianang@abv.bg.

Received: 15 December 2015

Reviewer: Prof. Dr. Ivan Ivanov

ПЛАЗМЕНО-ПОДПОМОГНАТА КАПИЛЯРНА ИМПРЕГНАЦИЯ ЗА ОГНЕЗАЩИТА НА ДЪРВО ЧРЕЗ ЗАБАВИТЕЛИ НА ГОРЕНЕТО II. ЕФЕКТ НА ОРГАНОСИЛИЦИЕВИ ПОВЪРХНОСТНО АКТИВНИ ВЕЩЕСТВА

Петър Динев, Ивайло Иванов, Диляна Господинова

Резюме: Появата и развитието на плазмено-подпомогнатата капиллярна импрегнация имат съществен принос към реализирането на плазмено-подпомогнатата огнезащита на дърво и дървени изделия. Използването на плазмено химично активиране преди реализирането на капиллярна импрегнация на дадена повърхност променя съществено нейните свойства и характеристики, водейки до подобрене на импрегнационния процес. Целенасоченото намаляване на повърхностното напрежение на водните импрегнационни разтвори чрез внасяне на класически (йонни) в комбинация със силициево-органични повърхностно активни вещества (ПАВ) представлява съществена част от технологията на плазмено-подпомогнатата капиллярна импрегнация. Настоящото изследване е част от задълбочено проучване на плазмено-активираната (функционализирана) повърхност на дървесина и третирането ѝ със забавители на горенето.

Ключови думи: диелектричен бариерен разряд (ДБР), плазмено подпомогната капиллярна импрегнация (ППКИ), фосфор и азот-съдържащи забавители на горенето, тропическа дървесина, трисилоксан (силикон, силиконов полиетер) ПАВ

PLASMA-AIDED CAPILLARY IMPREGNATION FOR FLAME RETARDANCY OF WOOD

II. SILICONE SURFACE-ACTIVE AGENT EFFECT

Peter Dineff, Ivaylo Ivanov, Dilyana Gospodinova

Abstract: The advent and development of plasma-aided capillary impregnation contribute substantially towards the realization of plasma aided flame retardation of wood and wooden products. Using the plasma chemical activation before applying capillary impregnation on a surface substantially alters its properties and characteristics thus improving the impregnation process. The purposeful reduction of the surface tension of aqueous impregnation solutions by introducing classic (ion) in combination with silicon-organic surface-active agents (surfactants) is an essential part of the technology of plasma-aided capillary impregnation. This study has been developed as part of a large investigation on plasma-activated (functionalized) wood surface and flame retardant treated wood.

Keywords: dielectric barrier air discharge (DBD), plasma-aided capillary impregnation (PACI), phosphor and nitrogen containing flame retardant, rain-forest wood, trisiloxane (silicone, silicone polyether) surfactant.

1. INTRODUCTION

Surfactants play an important role in enhancing an aqueous solution's ability to wet, penetrate and spread on solid surfaces. Surfactants are used also as emulsifiers and dispersants in different formulation to assist with the delivery of chemicals to a spray mixture. The phenomena of wetting, wicking and spreading of a water droplet on porous solid surfaces is frequently encountered in many industrial applications, such as coating, printing and painting [5, 4].

The spontaneous spreading (called *superspreading*, i.e. the rapid coverage of hydrophobic surfaces; *Zhu et al.*, 1994) of aqueous solution of trisiloxane-ethoxylate surfactants (*superspreaders*) has impressive surface properties that promote extensive and rapid spreading over hydrophobic substrates and efficiently reduce the surface tension at the air/solution interface to 21÷22 mN/m. Superspreaders have a variety of commercial and industrial applications, and can be used as adjutants, surface modifiers for fabrics, cleaners and much more [2, 3, 5, and 6].

Trisiloxane-ethoxylate surfactants are characterized by a *critical wetting concentration (CWC)*. *CWC* is a concentration above which a transition from partial wetting to complete wetting occurs at spreading over moderately hydrophobic surfaces, hence, the *CWC* is associated with the beginning of the superspreading. The knowledge of the *CWCs* is important for many wetting/spreading applications [6].

The plasma-aided flame retardation of wood has been developed as a result of a plasma-aided process of capillary impregnation that comprises the surface plasma pre-treatment for alteration of chemical activity of wood surface as well as its electrical (ionic) and capillary activities, and in general to improve the capillary impregnation process. The plasma-chemical surface pre-treatment has modified significantly the ionic and chemical activity of wood surface as well as its capillary activity. As a result of that the capillary impregnation process and wood flame retardancy were also improved. The plasma-aided flame retardation of wood has been developed lately as a result of a new plasma-aided process of capillary impregnation assisted by an aqueous anionic (normal, ordinary) surfactant supported in turn by trisiloxane-ethoxylate super-surfactant, [1].

The plasma-aided process of capillary impregnation comprises: *i* - surface plasma pre-treatment for alteration of chemical, electrical (ionic) and capillary activities of wood (porous) surface as well as its polarity and surface energy; *ii* - general change of ionic activity and surface tension of flame retardant (*FR*-) containing water solution by ionic aqueous and trisiloxane-ethoxylate surface-active agents (surfactants), and in general to improve some characteristics of the capillary impregnation process such as solution spreading and wicking speed, as well as specific amount of the penetrated (sorbed) flame retardant. In this way, the plasma pre-treatment of wood improves the wooden flame retardation, Fig. 1.

The objective of this paper was to study the effect of a trisiloxane-ethoxylate surfactant (*TES*) on plasma-aided process of capillary impregnation and more precisely on the wood surface wettability monitored by one of the basic thermodynamic wetting parameters - the advancing contact angle and its amendment during the capillary impregnation.

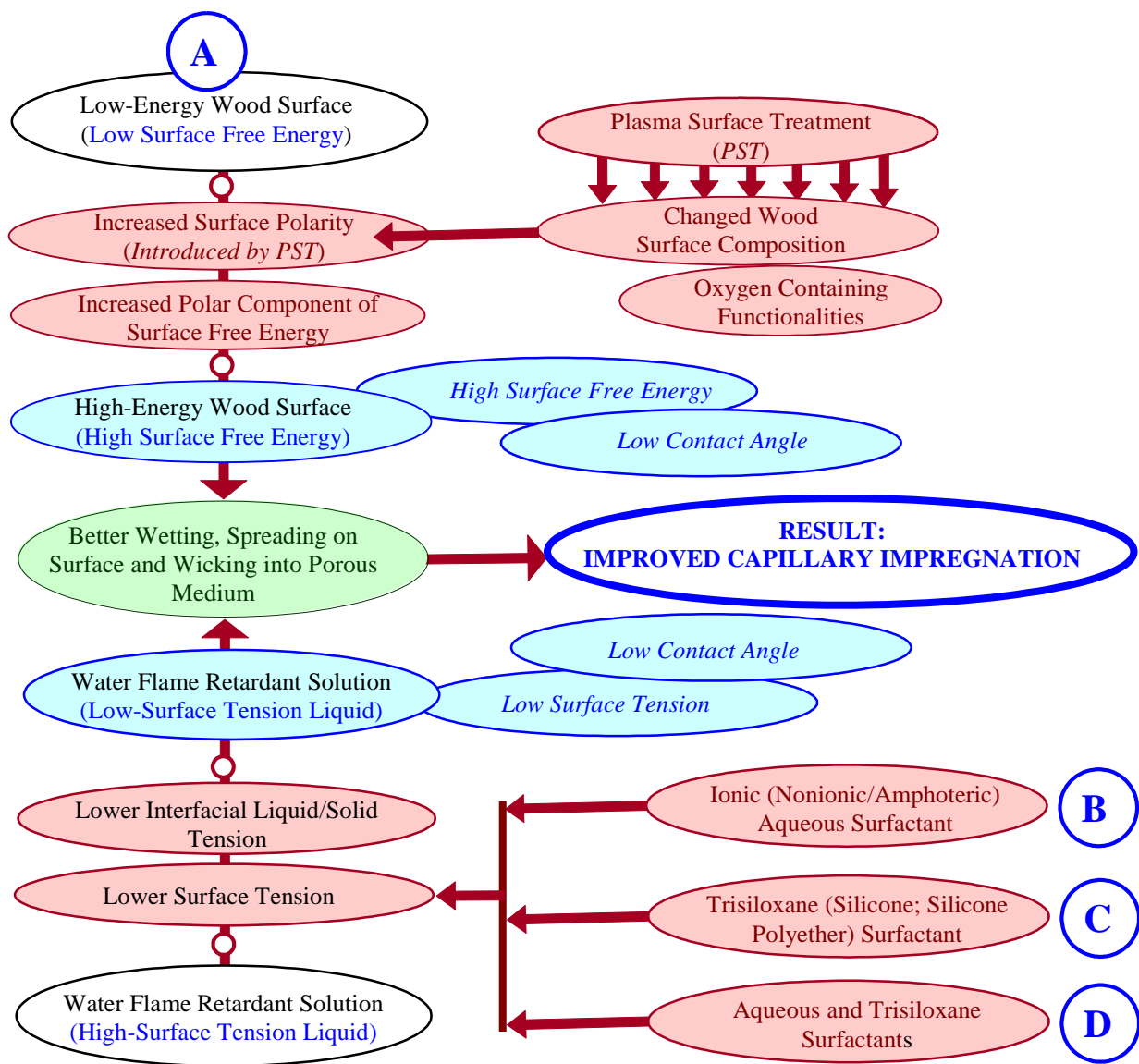


Fig.1. Four ways (**A**, **A+B**, **A+C**, and **A+D**) for improvement of capillary impregnation for flame retardancy of wood: **A** - plasma-chemical surface pre-treatment (*DBD* in air): the response of wood surface on plasma pre-treatment is complex but it appears to be controlled by its surface composition, especially by the introduced oxygen containing functionalities and increased surface polarity; **B** - plasma-chemical surface pre-treatment followed by the use of an impregnating (flame-retardant) water solution modified by aqueous (or micelle-forming) surfactants (*Dineff*, 2005); **C** - plasma-chemical surface pre-treatment and after that applying a siloxane-ethoxylate surfactant; and **D** - plasma-chemical surface pre-treatment and after that applying a blend of ionic aqueous (normal) and siloxane-ethoxylate surfactants (*Dineff*, 2010).

Therefore, we will focus our investigation mainly on the plasma-aided wetting phenomena at different "open time" (1 hour and 24 hours) elapsed since plasma-chemical surface pre-treatment by a dielectric barrier discharge (*DBD*) in air (oxidative atmosphere) at atmospheric pressure and room temperature, industrial frequency (50 Hz), and 25.4 kV voltage [1, 7].

2. THEORETICAL BASIS OF THE STUDY

The Young's equation (*Young*, 1805) describes the interaction of a liquid droplet on a smooth, non-porous and rigid substrate, Fig. 1:

$$\gamma_s = \gamma_{sl} + \gamma_l \cos \theta = \gamma_l (\cos \theta - 1), \quad (1)$$

where: γ_l is the surface tension of the liquid; γ_s - the surface tension of the solid; γ_{sl} - the interfacial tension between the liquid and the solid; θ - contact angle of the droplet of liquid on the solid surface.

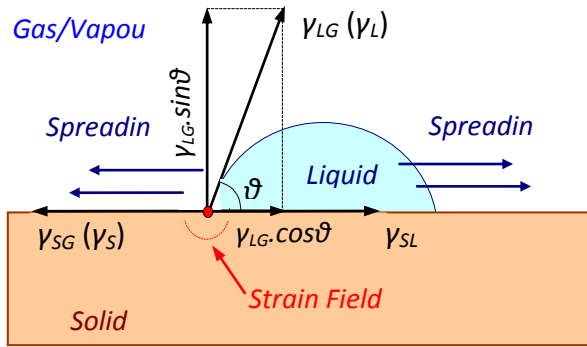


Fig.2. Schematic illustration of *Young-Bikerman-Good* dynamic model of wetting phenomena on smooth, non-porous and rigid surface.

Wetting does not include evaporation of liquid, dissolution or swelling of the solid by the liquid or any kind of chemical reaction between the liquid and solid substrate that changes the system composition.

This relation can be expressed in terms of a *spreading coefficient* S (Ross and Becher, 1992), Fig.2:

$$S = \gamma_s - (\gamma_l + \gamma_{sl}), \quad (2)$$

where the requirement for complete wetting is a positive spreading coefficient ($S > 0$). Coefficient S measures the difference between the surface free energy γ_s and its value in the case of complete wetting. Notice that $S \leq 0$ and $S = 0$ only in the case of complete wetting, [2].

Therefore, the critical spreading parameter which determines sign and magnitude of the spreading coefficient must be the interfacial tension between the surfactant solution and the substrate γ_{sl} . This value should be calculated from surface tension γ_s and contact angle θ , and it can not be measured directly. The contact angles in such liquid systems are all very low and do not provide means to differentiate between trisiloxanes. Therefore, this classical approach can not explain the differences in spreading behavior directly, [2].

While the phenomenon of superspreading is easily observed, explanations for this behavior have been more elusive. Over the early years, a number of mechanistic theories on superspreading have been put forth. Early concepts attributed the molecular shape of trisiloxanes, Fig.3, to be critical to superspreading (Anathapadmanabhan et al., 1990). The *T-shaped configuration* of the trisiloxane surfactant was described to roll or "zipper" at the spreading front of the droplet, Fig.4, [2, 5].

These theories, however, do not explain why only some trisiloxane surfactants exhibit superspreading behavior. Why minor variations in the hydrophilic head group can lead to dramatically reduced spreading.

The ratio of the size of the hydrophobic and the hydrophilic part of the surfactant molecules, Fig.3, can be expressed in terms of a critical packing parameter P (Israelachvili et al., 1976), [2]:

$$P = V/(a_0 l_c) \quad (3)$$

where V is hydrophilic chain volume; a_0 - interfacial area hydrocarbon-water; l_c - length of hydrophilic chain.

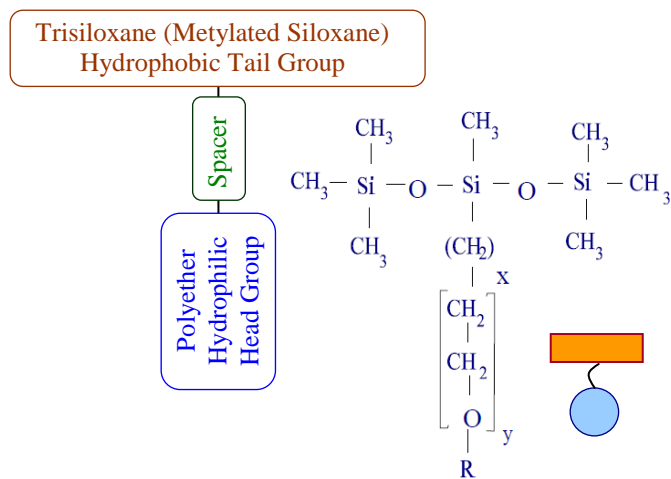


Fig.3. T-shaped molecular structure of a non-ionic trisiloxane (silicone polyether, silicone) surfactant (Knoche, 1994; Venzmer and Wilkowski, 1998).

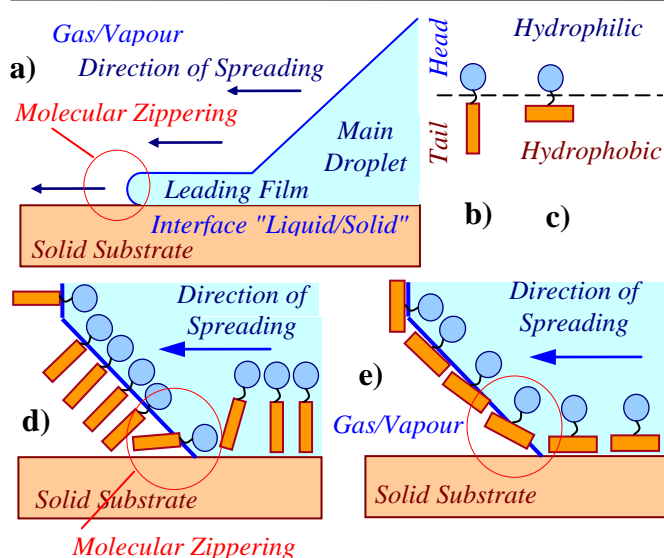


Fig.4. "Molecular zippering", zipper impedance effect (a, d) or the effect of the surfactant large "tail" (Ananthapadmanabhan, 1990) upon spreading (d). The "head" of the surfactant molecule (b, c) is the hydrophilic or "water loving" part, also called lipophobic or "oil hating". The "tail" of the molecule (b, c) is the hydrophobic or "water hating" part, also called lipophilic or "oil loving".

The hydrophobic tail (red) of the micelle-forming surfactants (b, d) would offer higher resistance to the movement in the direction of spreading. On the contrary, the hydrophobic tail of the bilayer-forming trisiloxane surfactants would offer minimum resistance (e) to the movement (Venzmer and Wilkowski, 1998).

According to this concept, surfactant molecules with a hydrophilic head group larger than the hydrophobic part ($P < 1$) form curved aggregates such as spherical or cylindrical micelles in a solution. When the hydrophobic and hydrophilic parts are of equal size ($P \approx 1$) the spontaneous mean curvature is zero, resulting in the formation of bilayer aggregates - flat lamellae, spherically closed bilayer - vesicle, liposome, or sponge (Mitchell et al 1983, Strey et al. 1990). When micelle-forming surfactants adsorb on a hydrophobic substrate, hemi-micelles are formed. This arrangement forces hydrophilic head group into contact with the hydrophobic substrate, less than ideal for lowering interfacial tension, Fig.5.

In contrast, when bilayer-forming surfactants with a critical packing parameter of $P \approx 1$ interact with hydrophobic substrate, such curved aggregates can not develop. In this case, only hydrophobic parts of the surfactants are in contact with the surface. The interfacial tension at this interface can be lower than with micelle-forming surfactants. Considering Young's equation, this is a reason for a favorable spreading coefficient in the case of bilayer surfactants, Fig.6.

There is a fundamental difference between the behavior of micelle- and of bilayer-forming surfactants at the air-water interface. Micelles are thermodynamically stable aggregates that are in equilibrium with single surfactant molecules in solution and a surfactant monolayer at air-water interface, Fig.5.

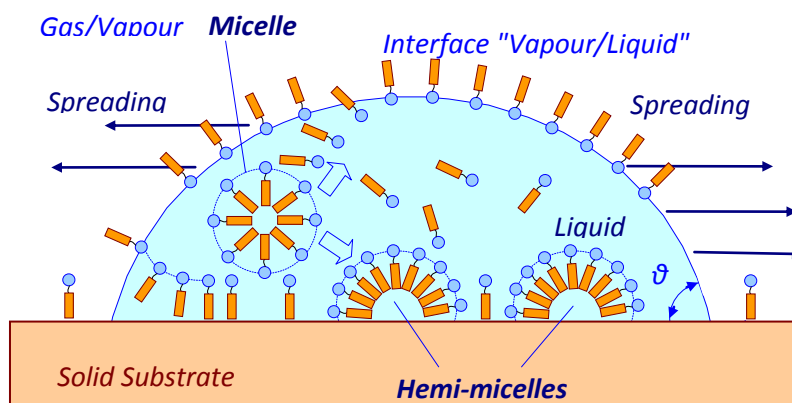


Fig.5. Schematic illustration of *micelle-forming aqueous surfactant* interaction on liquid/solid and vapour/liquid interfaces. Micelle-forming surfactants provide a system with some area with local high concentration of surfactant molecules (hemi-micelles) on the spreading interface and lower interfacial tension (Venzmer and Wilkowski, 1998).

When a vesicle comes in contact with the surface, it spontaneously bursts, depositing large amounts of surfactant at the surface. In this case, bilayer-forming surfactants provide a system with high concentration of surfactant molecules at the spreading interfaces, Fig.6.

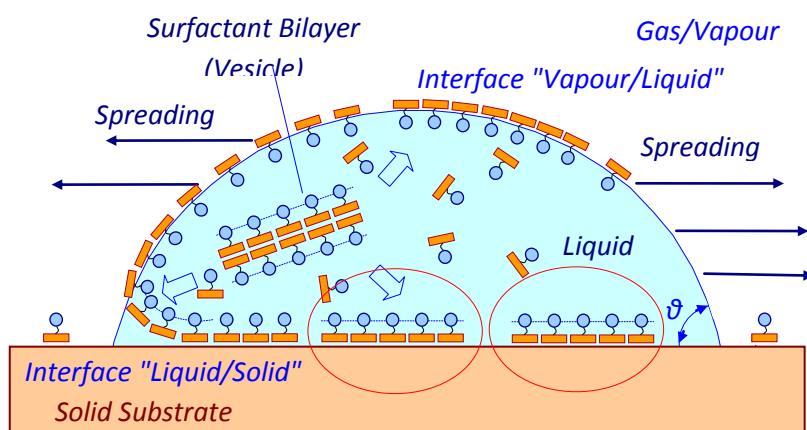


Fig.6. Schematic illustration (a) of bilayer-forming (vesicle) trisiloxane surfactants interaction on liquid/solid substrate and vapour/liquid interface. Bilayer-forming surfactants (a) provide a system with high concentration of surfactant molecules on the spreading interfaces (Venzmer and Wilkowski, 1998).

The hydrophobic and hydrophilic parts of the surfactant should be of equal size ($P \approx 1$) enabling the formation of bilayer aggregates and this leads to lower interfacial tension and super-spreading (super-wetting).

Another model (Nikolov et al. 2002) of superspreading, Fig. 7, suggests that the spreading of trisiloxane ethoxylate is controlled by a surface tension gradient, which forms when a droplet of surfactant solution is placed on the solid surface. The spreading front stretches, the surfactant concentration becomes lower and the surface tension increases at the front relative to the top of the droplet. A dynamic surface tension gradient is established. The driving force for spreading is due to the *Marangoni effect*. The superspreading behavior of trisiloxane ethoxylates is a consequence of the molecular configuration at the air-liquid surface. The trisiloxane ethoxylate molecule must have small and compact hydrophobic part [3]. In our opinion, there are some main requirements for superspreading effect: *i* - a small and compact trisiloxane hy-

4. EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

The studied *plasma-aided capillary impregnation* was based on both:

i - plasma-chemical surface pre-treatment of all wood samples, [7];

ii - surfactants-assisted impregnation by flame retardant aqueous solution, expecting that an increased capillary activity and impregnating solution penetration and capacity would allow good enough flame retardancy, [7].

The non-equilibrium air (oxidative) plasma pre-treatment was combined with anionic aqueous (conventional) surfactant (AS, "Anticrystalin A", *Chimatech*, Ltd., Bulgaria) and trisiloxane-ethoxylate surfactant (S, Y-17113, *Momentive Performance Materials GmbH & Co. KG*, Germany) assisted capillary impregnation of well known research methods, [7].

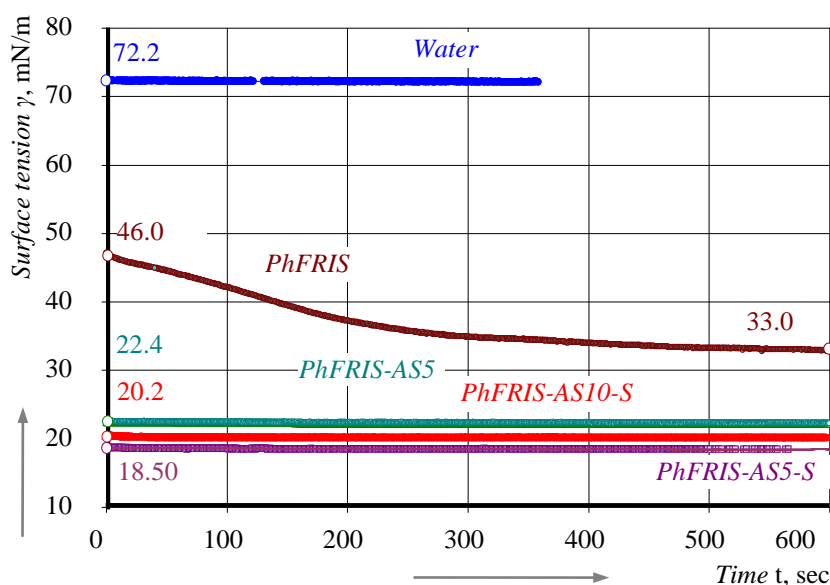


Fig.8. Surface tension γ time-depending change of a flame retardant (FR) water solution: *PhFRIS* - aqueous impregnating solution of phosphor and nitrogen containing flame retardant; *PhFRIS-AS5* - impregnating solution with 5 vol. % anionic (micelle-forming) surfactant; *PhFRIS-AS5-S* - water solution with a combination of 5 vol. % anionic surfactant and 0.1 vol. % non-ionic trisiloxane surfactant; *PhFRIS-AS10-S* - water solution with a combination of surfactants containing 10 vol. % anionic surfactant and 0.1 vol. % non-ionic trisiloxane surfactant.

Contact angle and surface tension are two important concepts related to both surfactants. The surface tension is determined by the physicochemical properties of the surfactants. The flame retardant aqueous solution (*PhFRIS*) shows very interesting behavior during the surface tension measurement that includes a transition period of about 12 minutes. The anionic surfactant assistance (*PhFRIS-AS5*) leads to both disappearance of the transitional period and significant reduction of surface tension - less than 23 mN/m. The combination of surfactants (*PhFRIS-AS5-S*) ensures even greater reduction in surface tension - less than 19 mN/m, Fig.8. That means good surfactants assisted wetting, spreading, wicking, and capillary activity, [1].

The contact angle is a result of interaction between liquid droplet and target surface. Some authors reported that a formulation with contact angle from 50 degrees or less is considered as having good wetting capability, while complete wetting is possible if the contact angle is 29 degrees or less (*Zabkiewicz et al.*, 1985).

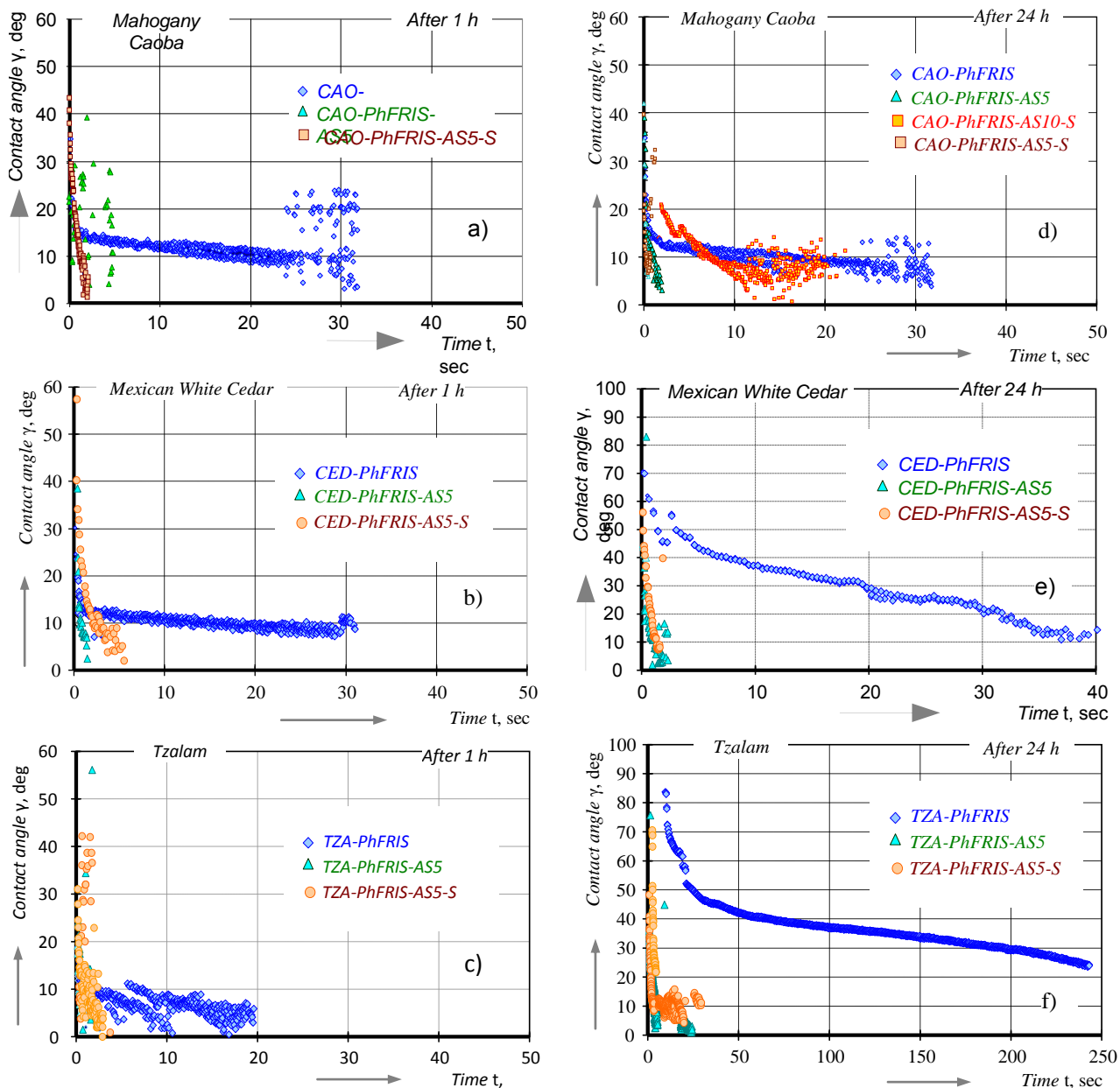


Fig.9. Time-dependent change of contact angle θ of a phosphor and nitrogen containing flame retardant impregnating solutions (*PhFRIS*) as its advance slowly over a non-ideal surface of three rain-forest (*Mexico, Yucatán*) heart wood samples in the frame of 1 hour (a, b, and c) and 24 hours (d, e, and f) after *atmospheric dielectric barrier discharge* surface treatment in air.

The three rain-forest woods are: Caoba mahogany (*Swietenia macrophylla*), Mexican white cedar (*Cupressus Lusitanica*), Tzalam (*Lysiloma bahamensis*). The *PhFRIS*'s are: -*PhFRIS* - basic impregnating aqueous solution; -*PhFRIS-AS5* - impregnating solution with 5 vol. % anionic aqueous surfactant; -*PhFRIS-AS5-S* - impregnating solution with 5 vol. % anionic aqueous surfactant and 0.1 % non-ionic trisiloxane surfactant; -*PhFRIS-AS10-S* - impregnating solution with 10 vol. % anionic aqueous surfactant and 0.1 % non-ionic trisiloxane surfactant.

The contact angle change after plasma pre-treatment is determined by both chemical reorganization (by the oxygen from ambient air) and dielectric depolarization of wood. It is well known that the effect of plasma-chemical activation (functionalization) decreases considerably within one day. This fact was confirmed by our studies on the plasma surface activation of the three kinds of wood. The effect of plasma-chemical activation decreases significantly for about 24 hours at *Tzalam* and *Mexican*

white cedar woods. We can arrange the three rain-forest heartwood samples extent of preserving the effects of the plasma pre-treatment in the following order: *i* - *Caoba mahogany*; *ii* - *Mexican white cedar*; and *iii* - *Tzalam*, Fig. 9.

CONCLUSION

Contact angle analysis helps to define and illustrate the impact of the plasma-chemical surface activation and surfactants assistance on plasma-aided capillary impregnation: *i* - combined use of micelle-forming and bilayer-forming surfactants, and in particular an anionic aqueous surfactant in combination with a non-ionic trisiloxane surfactant, shows one more possibility to reduce the surface tension of the impregnation solution and the sustainable use of the positive effect within 24 hours after the cold plasma (*DBD*) surface pre-treatment. The use of trisiloxane surfactants is admissible only in CWC. *ii* - The changed surface composition and increased polarization after plasma or *DBD* pre-treatment constitute the main reason for changing the surface condition of the studied wood specimens. At the same time, they are the reason for the observed change in the contact angle upon aging of the plasma-treated wood surface in air.

REFERENCES

- [1] Ivanov, I., D. Gospodinova, P. Dineff, and L. Veleva. *Wood surface energy determined by sessile drop technique as quality parameter of plasma-chemical modified wood surfaces*. International virtual journal of science, technics and innovation for the industry "Machines, technologies, materials", year 8, issue 10, 2014, pp. 50÷53.
- [2] Venzmer, J., S. Wilkowski. *Trisiloxane surfactants - Mechanisms of spreading and wetting*. ASTM Special Technical Publication, 1998, Vol.: 1347, pp. 140÷154.
- [3] Nikolov, A., D. Wasan, A. Chengara, K. Koczó, G. Policello, and I. Kolossvary. *Superspreading driven by Marangony flow*. Advances in colloid and interface science, 2002, vol. 96, pp. 325÷338. [4] Wålinder, M. *Wetting phenomena on wood. - Factors influencing measurements of wood wettability*. Doctoral Thesis, KTH-Royal Institute of Technology, Department of manufacturing systems, wood technology and processing, Stockholm, Sweden, 2000.
- [5] Jinxia Sun. *Characterization of organosilicone surfactants and their effects on sulfonyleurea herbicide activity*. - Doctoral Thesis. Department of plant pathology, physiology and weed science, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, 1996.
- [6] Ivanova, N., V. Starov, R. Rubio, H. Ritacco, N. Hilal, and D. Johnson. *Critical wetting concentrations of trisiloxane surfactants*. Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects, 2010, vol.: 354, pp.: 143÷148.
- [7] Dineff, P., I. Ivanov, and D. Gospodinova. *Plasma-aided capillary impregnation for flame retardancy of wood. I. Surfactant-assisted capillary impregnation*. Proceedings of the Technical university - Sofia, vol.: XX, book: XX, 2014, pp. XXXX.

Authors: Peter Dineff, Prof. D.Sc.; Ivaylo Ivanov, assist. prof.; Dilyana Gospodinova, assoc. prof. PhD, Department of Electrical Apparatus, Faculty of Electrical Engineering, Technical University of Sofia, E-mail adress: dineff_pd@abv.bg; ivo_pmg@abv.bg; dilianang@abv.bg.

Received: 15 December 2015

Reviewer: Prof. Dr. Ivan Ivanov

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЗАВИСИМОСТТА НА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯТА ОТ НАТОВАРВАНЕТО ПРИ СИНХРОННИ МАШИНИ С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ ЗА ХИБРИДНИ АВТОМОБИЛИ

Пламен Ризов, Радослав Спасов, Цветомир Стоянов, Виктор Захариев

Резюме: В доклада е показан алгоритъм за определяне на изменението на фазните потокосцепления в зависимост от натоварването, базиран на числено моделиране на електромагнитното поле в синхронна машина с възбуждане от постоянни магнити. Определени са фазните потокосцепления с отчитане на насищането на магнитната верига на синхронната машина. Изчислени са потокосцепленията по напречната и надлъжната ос на синхронната машина.

Ключови думи: метод на крайни елементи, синхронни машини с постоянни магнити, потокосцепление, токова плътност.

DETERMINING THE DEPENDENCY OF THE FLUX LINKAGE FROM THE LOAD IN SYNCHRONOUS MACHINES WITH PERMANENT MAGNETS FOR HYBRID AUTOMOBILES

Plamen Rizov, Radoslav Spasov, Tsvetomir Stoyanov, Victor Zahariev

Abstract: In the report there is an algorithm given for determining of the changes in the phase flux linkage relative to the load based on the numerical analysis of the electromagnetic field in a synchronous machines with excitement from permanent magnets imbedded in the rotor. The phase flux linkages are determined with taking in account the saturation of the magnetic circuit of the synchronous machine. The flux linkage is calculated according to the voltage and the longitudinal axis of the synchronous machine.

Key words: Finite Element Method (FEM), synchronous machines with permanent magnets, flux linkage, current density.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

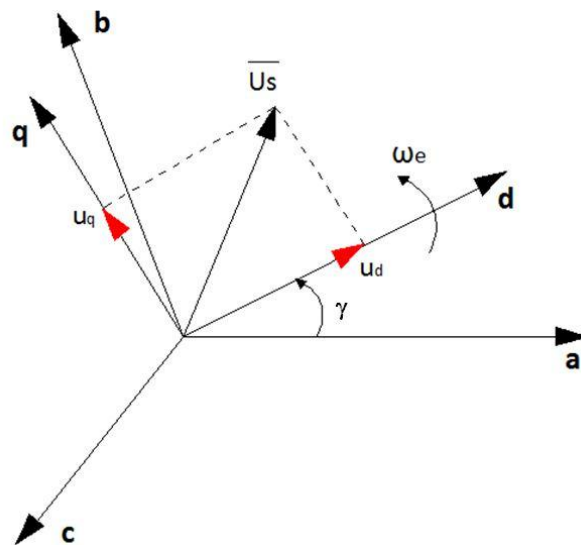
Напоследък, синхронните двигатели с постоянни магнити стават все по-популярни. Те намират най-различни приложения: използват се за задвижване на помпи, електромобили, компресори и други съоръжения.[4]. Причините за това са техните характеристики: голяма мощност и момент отнесени към единица тегло, минимална поддръжка, работа с константна мощност в голям скоростен диапазон [2, 3]. Един от начините за постигането на тези характеристики е използване на методи на управление свързани с непрекъснато контролиране ориентацията на полето и ротора. В процеса на проектиране на синхронните двига-

тели с постоянни магнити в ротора е необходимо да се изследват динамичните характеристики. За тази цел се използват математически модели на синхронната машина с вътрешно разположени постоянни магнити които се разработват най-често в среда на Matlab/Simulink. Тези модели е възможно да се съставят на базата на фазните уравнения на синхронните двигатели представени, чрез фазните потокосцепления:

$$\begin{aligned} U_a &= R_s \cdot i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ U_b &= R_s \cdot i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\ U_c &= R_s \cdot i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

където: U_a, U_b, U_c са фазните статорни напрежения; ψ_a, ψ_b, ψ_c са фазните потокосцепления; R_s - статорно съпротивление.

С цел опростяване на модела на машината уравненията на напреженията на машината се трансформират от система с три неизвестни в система с две неизвестни, като за тази цел се преминава от координатна система **abc** неподвижно свързана със статора към в роторната координатна система **dq** въртяща се със синхронна скорост. Връзката между двете координатни системи е показана на фиг.1.



Фиг.1. Връзка между abc и dq координатни системи

където ω_e е синхронната честота:

$$\omega_e = \frac{d\gamma}{dt}, \quad (2)$$

където γ е ъгъла между фиксираната за статора ос „a“ и въртящата се ос „d“.

В **dq** координатната система фазните уравнения се трансформират във вида:

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\gamma) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

където U_{sd} , U_{sq} са d и q компонентите на векторите на статорното напрежение. След направената трансформация, уравненията на фазните напрежения (1) представени във въртящата се dq координатна система придобиват вида:

$$U_{s_d} = R_s \cdot i_{s_d} + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \cdot \psi_q \quad ; \quad U_{s_q} = R_s \cdot i_{s_q} + \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_e \cdot \psi_d \quad (4)$$

където: i_{sd} , i_{sq} , са статорните токове по осите d и q , ψ_d , ψ_q са потокосцепления по осите d и q . Уравненията на потокосцепленията в dq координатна система са следните

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + \psi_m \quad ; \quad \psi_q = L_q \cdot i_q \quad (5)$$

където ψ_m е потокосцеплението на постоянните магнити.

Индуктивностите в (5) се изчисляват в процеса на проектиране на двигателите по класическите аналитични методи, без отчитане на насищането на стоманата. Фазните потокосцепления се определят по следния начин :

$$\Psi_{(A,B,C)} = \sum_{i=1}^q \frac{w_c}{S_c} l_1 \cdot \int_{S_{c(A,B,C)+}} A \cdot ds - \sum_{i=1}^q \frac{w_c}{S_c} l_1 \cdot \int_{S_{c(A,B,C)-}} A \cdot ds \quad (6)$$

Потокосцепленията ψ_d , ψ_q , ψ_0 се определят по следния начин :

$$\Psi_d = \frac{2}{3} \left[\Psi_A \cos \gamma + \Psi_B \cos \left(\gamma - \frac{3\pi}{2} \right) + \Psi_C \cos \left(\gamma + \frac{3\pi}{2} \right) \right] \quad (7)$$

$$\Psi_q = \frac{2}{3} \left[\Psi_A \sin \gamma + \Psi_B \sin \left(\gamma - \frac{3\pi}{2} \right) + \Psi_C \sin \left(\gamma + \frac{3\pi}{2} \right) \right] \quad (8)$$

$$\Psi_o = \frac{2}{3} [\Psi_A + \Psi_B + \Psi_C] \quad (9)$$

Освен по посочения по-горе начин за определяне на потокосцепленията на синхронния двигател с постоянни магнити е възможно да се използват и подходи с прилагане на числено моделиране на магнитното поле в двигателите. От получените резултати числени решения на магнитната задача се определят фазните потокосцепления ψ_a , ψ_b , ψ_c , а от тях и потокосцепленията ψ_d , ψ_q . В този случай се постига по-голяма точност при определянето на потокосцепленията, тъй като в класическия подход не се отчита насищането на магнитната верига.

Целта на настоящия доклад е да представи алгоритъм за определяне на зависимостта на фазните потокосцепления и потокосцепленията в координатна система dq от ъгъла на натоварване на и статорния ток в синхронни двигатели с възбуждане от постоянни магнити, базиран на методите за числено моделиране на магнитно поле в тях, с отчитане на влиянието на насищането на магнитната верига.

2. ИЗПОЛЗВАНИ МЕТОДИ ЗА АНАЛИЗ

За определяне на зависимостта на фазните потокосцепления от натоварването е използван метода на крайните елементи за числено моделиране на магнитното поле, като за целта е съставен 2D стационарен модел на синхронния двигател с "V"- образно монтирани постоянни магнити в ротора. Разработен е софтуер в средата на Excel за изчисляване на фазните потокосцепления.

3. ОБЕКТ НА ИЗСЛЕДВАНЕ

Обекти за изследване са два синхронни двигатели с постоянни магнити, използвани в хибридни автомобили [4].

Таблица 1

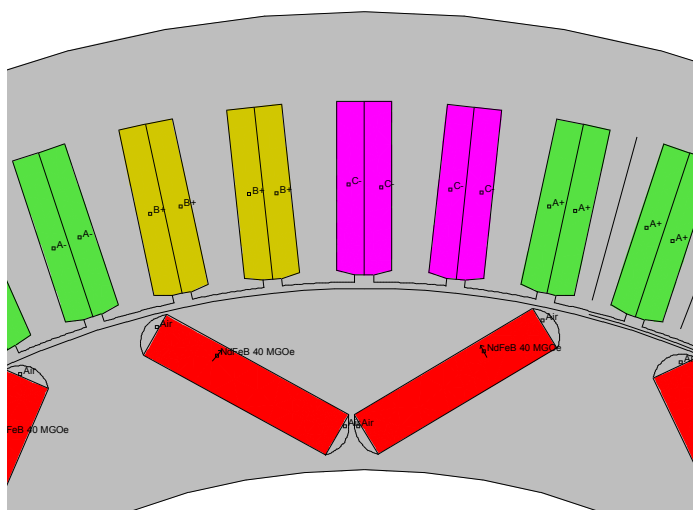
		2p=10	2p=20			2p=10	2p=20
въздушна междина	мм	0,7	0,7	височина на статорен канал	мм	18,1	18,1
аксиална дължина	мм	90	90	широчина на статорен канал	мм	5,8	5,8
външен диаметър на статора	мм	242	242	външен диаметър на ротора	мм	182,8	182,8
вътрешен диаметър на статора	мм	184,2	184,2	брой магнити в ротора	-	10	20
брой на статорните канали	-	60		материал на магнитите	NdFeB 40 MGOe	NdFeB 40 MGOe	

Данните за двигателите взети от литературни източници. Двамата двигателя имат едни и същи габаритни размери и брой на статорните канали, но различен брой полюси. Във всеки полюс на ротора са монтирани по два редкоземни постоянни магнита с "V" – образно положение един спрямо друг. По подробни данни за изграждането на моделите във FEMM [1] са дадени в табл.1.

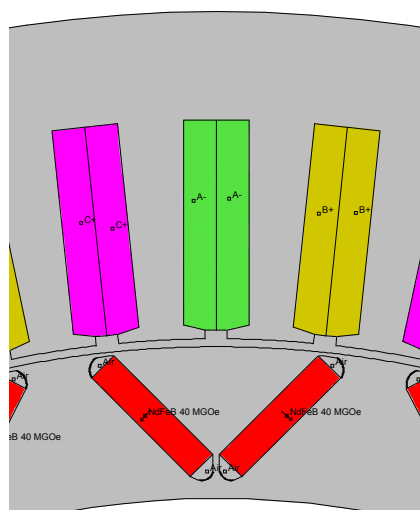
4. РАЗРАБОТЕНИ ЧИСЛЕНИ МОДЕЛИ

На фиг.2 и фиг.3 са показват моделите разработени в програмния продукт FEMM, за синхронни двигатели с "V" конструкция на постоянни магнитите с брой полюси $2p=10$ и $2p=20$, чрез които се определя фазните потокосцепления. Статорната намотка е трифазна еднослойна. В моделите е разгледан онзи момент от време, при който моментната стойност на тока във фаза има стойност равна на максималната, а моментните стойности на тока във фази В и С са равни на половината от максималната стойност. Разработени са варианти за пет стойности статорния ток, които съответстват на еквивалентна токова плътност в канала 30 A/mm^2 , 25 A/mm^2 , 20 A/mm^2 , 15 A/mm^2 , 10 A/mm^2 . Еквивалентната токова плътност в канала е определена спрямо цялото му сечение. За получаване на зависимостите на фазните потокосцепления от ъгъла на натоварване за посочените по-горе стойности на токовата плътност, са разработени варианти за всяка от тях, при които ротора последователно се завърта на един геометричен градус в рамките на градусите на две полюсни деление при постоянна стойност на статорния ток.

Получените зависимости на потокосцепления няма да зависят от времето, а ще са само функция на големината на статорния ток и ъгъла на натоварване.



Фиг.2. 2D модел при синхронен двигател с постоянни магнити с $2p=10$

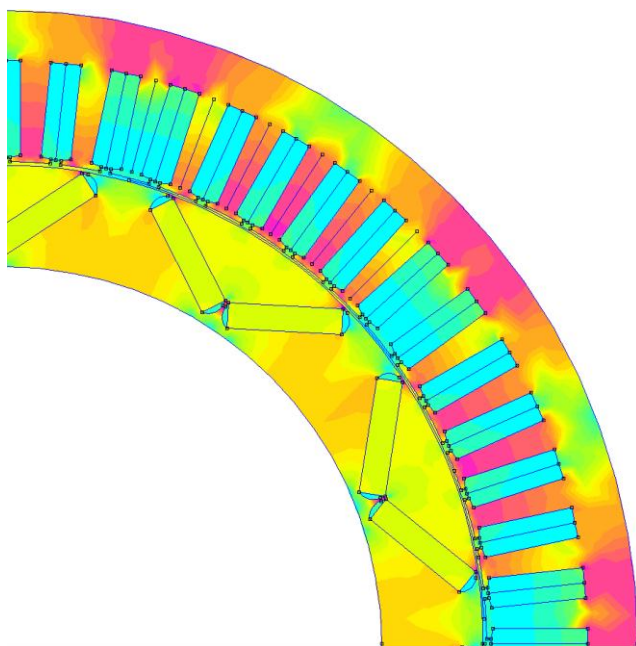


Фиг.3. 2D модел при синхронен двигател с постоянни магнити с $2p=20$

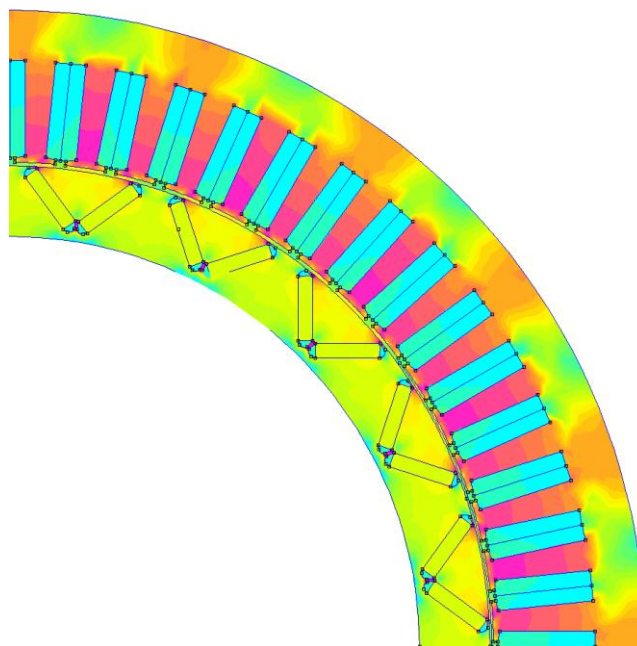
Разработени са софтуерни приложения в средата на Excel за изчисляване на потокосцепления в координатни системи abc и dq.

5. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНИЯТА

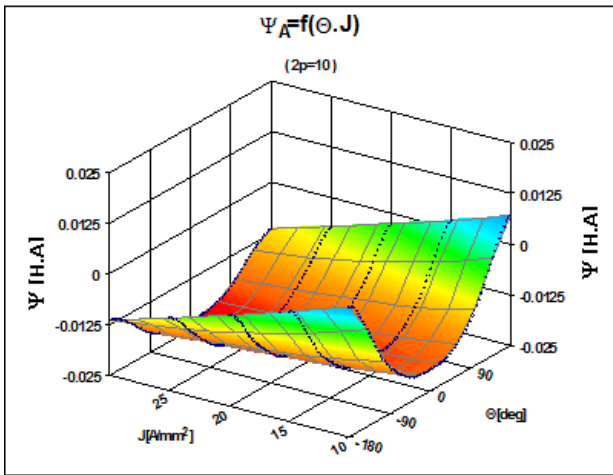
На фиг.4 е показано разпределението на магнитната индукция в напречното сечение на синхронен двигател с V-образно вътрешно монтирани в ротора постоянни магнити при $2p=10$, а на фиг.5 – при $2p=20$.



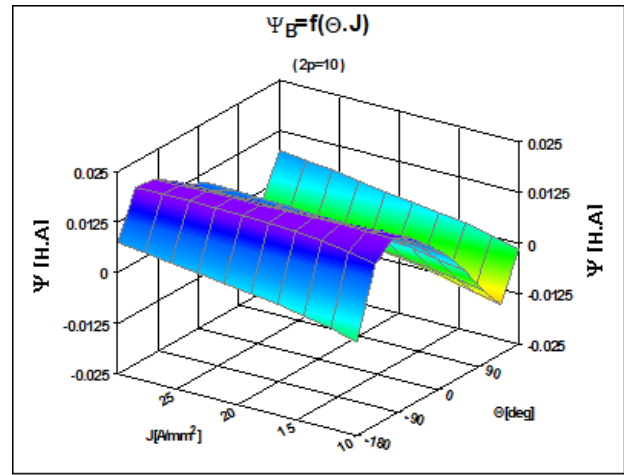
Фиг.4. Разпределение на магнитна индукция при $2p=10$.



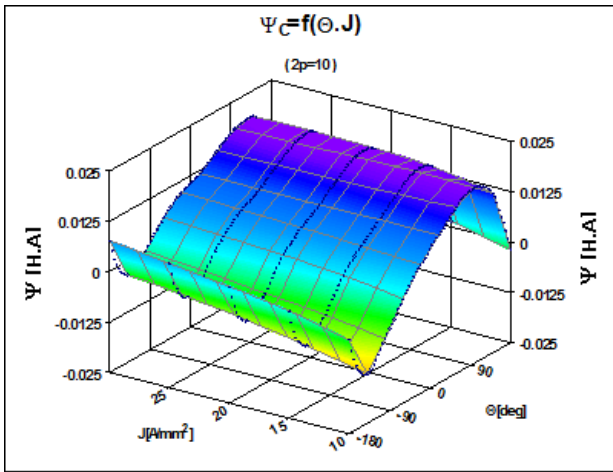
Фиг.5. Разпределение на магнитна индукция при $2p=20$.



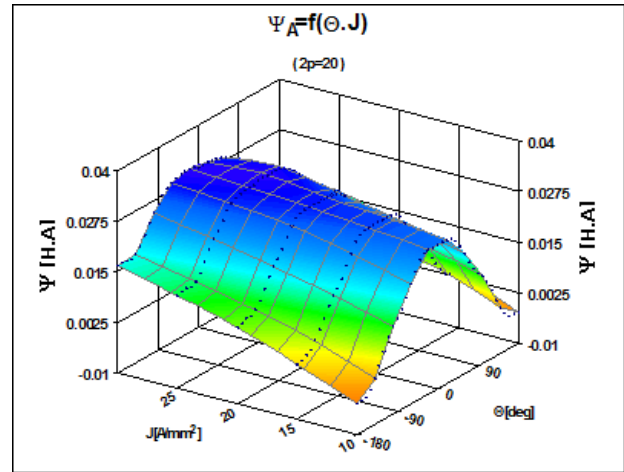
Фиг.6. Изменение на потокосцеплението на фаза А в зависимост от ъгъла на натоварване и тока при $2p=10$



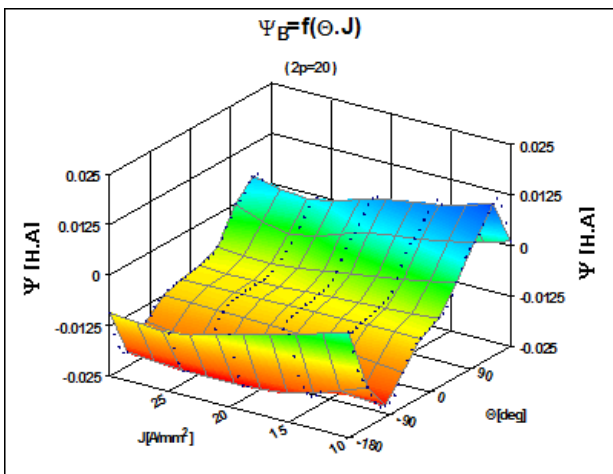
Фиг.7. Изменение на потокосцеплението на фаза В в зависимост от ъгъла на натоварване и тока при $2p=10$



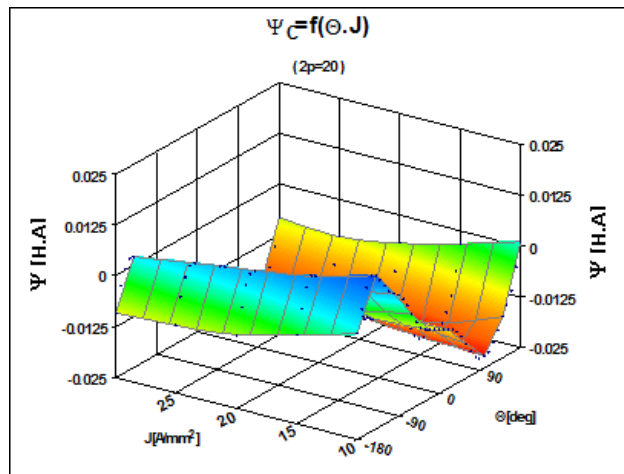
Фиг.8. Изменение на потокосцеплението на фаза С в зависимост от ъгъла на натоварване и тока при $2p=10$



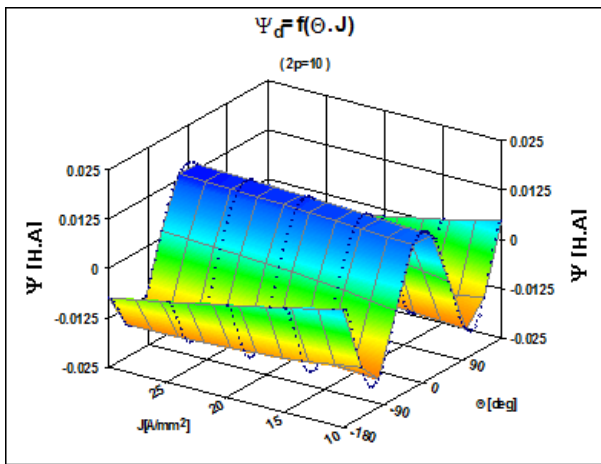
Фиг.9. Изменение на потокосцеплението на фаза А в зависимост от ъгъла на натоварване и тока при $2p=20$



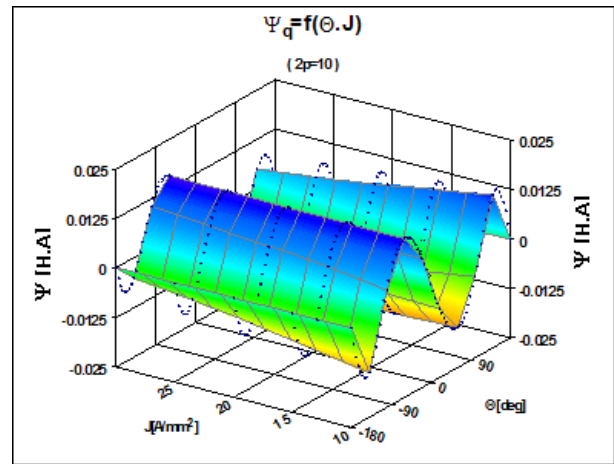
Фиг.10. Изменение на потокосцеплението на фаза В в зависимост от ъгъла на натоварване и тока при $2p=20$



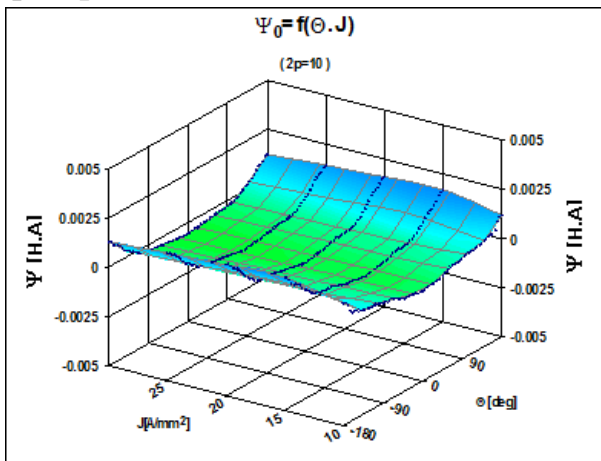
Фиг.11. Изменение на потокосцеплението на фаза С в зависимост от ъгъла на натоварване и тока при $2p=20$



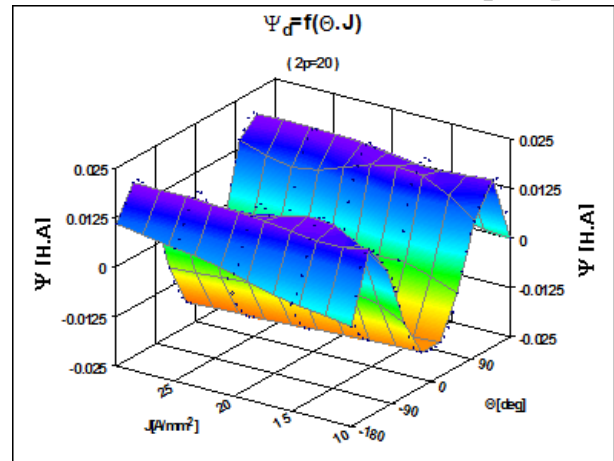
Фиг.12. Изменение на потокосцеплението по оста d в зависимост от ъгъла на натоварване и токовата плътност при $2p=10$



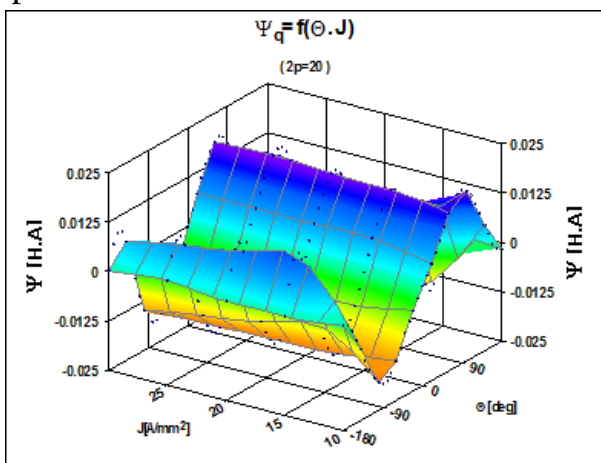
Фиг.13. Изменение на потокосцеплението по оста q в зависимост от ъгъла на натоварване и токовата плътност при $2p=10$



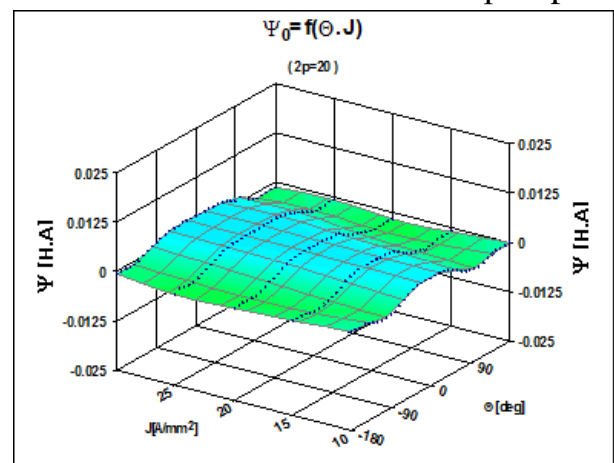
Фиг.14. Изменение на потокосцеплението Ψ_0 в зависимост от ъгъла на натоварване и токовата плътност при $2p=10$



Фиг.15. Изменение на потокосцеплението по оста d в зависимост от ъгъла на натоварване и токовата плътност при $2p=20$



Фиг.16. Изменение на потокосцеплението по оста q в зависимост от ъгъла на натоварване и токовата плътност при $2p=20$



Фиг.17. Изменение на потокосцеплението Ψ_0 в зависимост от ъгъла на натоварване и токовата плътност при $2p=20$

На фиг.6 ÷ фиг.8 са показани зависимостите на фазните потокосцепления от ъгъла на натоварване и статорния ток съответно за вази А, В и С при синхронния двигател с $2p=10$. За същия двигател зависимостите за потокосцепленията ψ_d , ψ_q и ψ_0 са показани съответно на фиг.12 ÷ фиг.14.

При синхронния двигател с $2p=20$ алогичните зависимости са показани съответно на фиг.9 ÷ фиг.11 и фиг.15 ÷ фиг.17.

6. АНАЛИЗ И ИЗВОДИ

1. Достигнатите резултатите от приложения алгоритъм дават възможност да се получат апроксимиращи функции на потокосцепленията, които от своя страна са приложими при изграждане на модели в средата на Matlab с отчитане насищането на магнитната верига.
- 2 Избраният подход за определяне на потокосцепленията позволява да се определят и други параметри на синхронната машина – например фазните индуктивности и индуктивни съпротивления, както и индуктивностите и индуктивните съпротивления по осите d и q.
- 3 Разработеният алгоритъм е приложим и при друг вид електрически машини.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] D. Meeker, Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User's Manual
- [2] F. Libert, Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer, Royal Institute of Technology Department of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm 2004, pp.7-24.
- [3] Y. Chen P Pillay, An Improved Formula for Lamination Core Loss Calculations in Machines Operating with High Frequency and High Flux Density Excitation 2002 IEEE
- [4] M. Barcaro N. Bianchi F. Magnussen, PM Motors for Hybrid Electric Vehicles *The Open Fuels & Energy Science Journal*, 2009, 2, 135-141

Автори: Пламен Миланов Ризов, доц. д-р инж., катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pmri@tu-sofia.bg; Радослав Лазаров Спасов, доц. д-р инж., катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: lsr@tu-sofia.bg; Виктор Захариев Захариев, инж. докторант, катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: sun_goko@gmail.com; Цветомир Методиев Стоянов, инж. докторант, катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: cecinh@abv.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Михо Михов

МОДЕЛИРАНЕ НА ТОПЛИННОТО ПОЛЕ НА БИТОВИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ПРЕДПАЗИТЕЛИ

Райна Ценева, Янко Славчев, Валентин Матеев

Резюме: В настоящата работа са създадени модели на топлинното поле на битови предпазители, както в установен режим, така и в преходен режим, за да може още в процеса на проектиране да се познава „виртуалната“ време-токова характеристика на предпазителя. Топлинният модел при преходен режим позволява много точно при даден ток, протичащ през предпазителя да се определи преддъговото време, а също така де се визуализира точното място от вложката, в което се достига температурата на стопяването ѝ.

Ключови думи: битови предпазители, преддъгово време, топлинно поле, моделиране

MODELING OF THERMAL FIELD OF ELECTRICAL FUSES FOR DOMESTIC APPLICATION

Raina Tzeneva, Yanko Slavtchev, Valentin Mateev

Abstract: The current paper presents the created models of thermal field in electrical fuses for domestic application in steady state and transient conditions. Based on these models it is possible in the design stage to obtain the “virtual” time-current characteristic of the fuse. The thermal model at transient conditions allows at exact current to determine the pre-arcing time and also to visualize the location in the fuse link where the melting temperature is reached.

Key words: electrical fuses for domestic application, pre-arcing time, thermal field, modeling

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Предпазителят е най-старият електрически апарат за защита на веригите и консуматорите от претоварване и късо съединение. Работата им се основава на изгаряне на така наречената стопяема вложка, поместена в керамичен корпус – патрон, който е включен във веригата. Електрическото съпротивление на вложката е малко и в нормални работни условия тя играе ролята на проводник. При превишаване на тока на веригата, температурата на вложката се повишава, това води до увеличаване на съпротивлението ѝ съответно до допълнително повишаване на температурата. Процесът се развива лавинообразно и в кулминационния момент вложката прегаря и по този начин защитава веригата от по – нататъшни

въздействия на токово натоварване. Това свойство на предпазителите със стопяема вложка им дава предимство при защита на веригите даже и при късо съединение. Предимството при използването на предпазителите със стопяема вложка е надеждността на действието им и комутационната възможност при изключване.

Съвременният предпазител със стопяема вложка представлява сам по себе си достатъчно сложно електротопломеханическо устройство, със стабилна характеристика и свойства.

Основната характеристика на предпазителя е времетоковата, която представя преддъговото или оперативното време като функция от протичащия ток представлява падаща крива, чийто характер зависи от физичните процеси в предпазителя и се определя опитно при фиксирана температура на околната среда и без предварително загряване на работния ток. При отклонение от тези условия производителят дава указания за необходимите корекции. При опитно определяне на токовата характеристика се получава разсейване на резултатите, дължащо се на производствени и технологични отклонения. За всяка точка от характеристиката се измерват времената за разтопяване на голям брой вложки при съответната кратност на тока. Времетоковата характеристика се построява като обвиваща отдолу крива на експерименталните резултати, с което се гарантира, че вложката на кой да е предпазител от този вид няма да се разтопи преди дадено време. Времетоковата характеристика е най-важната характеристика, която служи за координиране на времето на задействане и селективно изключване на веригата от предпазителите с различен номинален ток.

Целта на настоящата работа е да се създадат модели на топлинното поле на битови предпазителите, както в установен режим, така и в преходен режим, за да може още в процеса на проектиране да се познава „виртуалната“ време-токова характеристика на предпазителя. Топлинният модел при преходен режим позволява много точно при даден ток, протичащ през предпазителя да се определи преддъговото време, а също така да се визуализира точното място от вложката, в което се достига температурата на стопяването ѝ.

2. МОДЕЛИРАНЕ НА ТОПЛИННОТО ПОЛЕ

Въпросите, свързани с моделирането на електрическото и топлинното поле на електрически предпазителите са дискутирани в литературата в последните десетилетия. В [1] е показан 3D модел на електрическото и топлинното поле в предпазителите, използвани в автомобилостроенето.

Изследвано е тригерното поведение на тези предпазителите, като се изтъква, че създаването на тези модели позволява да се сравнява влиянието на различни материали, форми, околните температури и токове, което значително намалява необходимостта от многобройни изпитания. Моделите са създадени с продукта COMSOL Multiphysics® и са потвърдени от експериментални изследвания.

3D модел на електрическото и топлинното поле при преходен процес в електрически предпазител, защитаващ тиристорите в конвертор, създаден с програмния продукт Ansys е показан в [2]. В [3] е разгледан модел, базиран на метода с крайни елементи, който позволява да се познава топлинното поведение на предпазители за средно напрежение при различни условия на протичане на тока и температура на околната среда, който позволява значително да се намали необходимостта от експериментални изследвания. Моделът е създаден с програмния продукт Cosmos DesignStar и може да бъде приложен и за друг вид предпазители.

Сравнението на резултатите от симулацията с резултати от експеримент позволяват валидирането на разработения модел. Три димензионон топлинен модел на предпазител с голяма комутационна възможност при изключване и сложна геометрия на вложката е описан в [4], както при установен, така и при преходен режим.

Изследвано е влиянието на околната температура и на протичащия ток върху разпределението на температурата в предпазителя.

За валидирането на този топлинен модел са проведени експериментални изследвания, които показват добра корелация между експерименталните и симулационните резултати.

Използването на предложения модел позволява подобряването на процеса на проектиране, като могат да се получат нови решения за по-добра корелация между предпазителите и защитаващите устройства. В [5] е направена симулация на предпазител при синусоидален и несинусоидален ток с базирания на метода с крайни елементи програмен продукт Ansys, като са получени резултати за топлинното разпределение, топлинния поток и пада на напрежение в предпазителя.

Топлинно поле в установен режим се описва с уравнението на Поасон [6]:

$$\nabla^2 T = -\frac{q}{\lambda} \quad (1)$$

където q е обемната плътност на източниците на топлина, W/m^3 ; λ е коефициентът на топлопроводимост, W/mK , а T - температурата.

От своя страна

$$q = \frac{i^2 R}{V} \quad (2)$$

където i е протичащия ток, R е съпротивлението на вложката, а V е обема на вложката.

Топлинното поле при преходен режим се описва с уравнението:

$$\nabla^2 T - \frac{\rho c}{\lambda} \frac{\partial T}{\partial t} = -\frac{q}{\lambda} \quad (3)$$

където ρ е плътността на материала, kg/m^3

Граничните условия за конвекция се представят чрез следващото уравнение и се прилагат върху външните повърхности на обекта

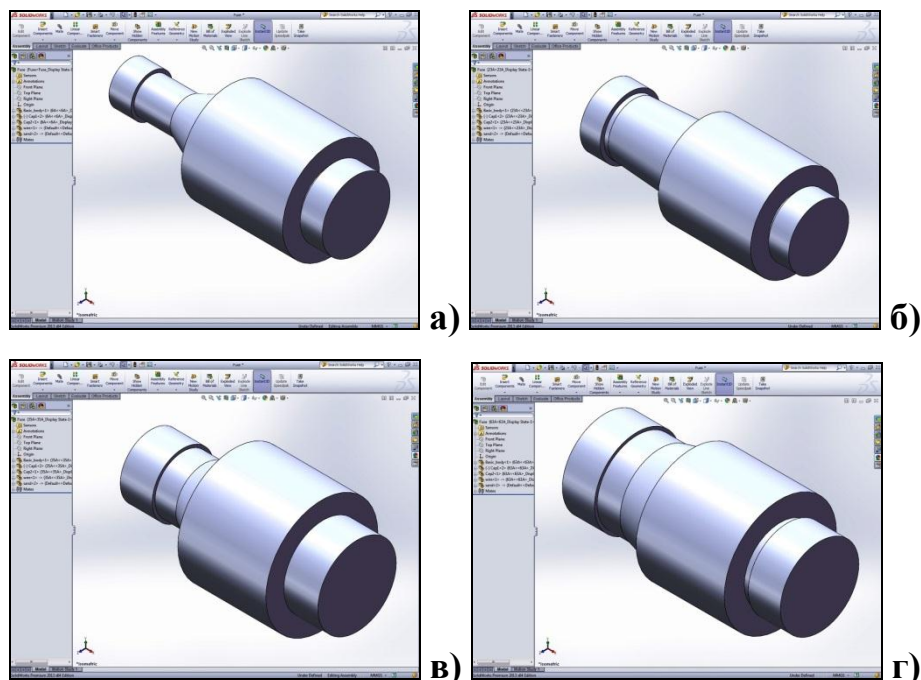
$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = -h(T - T_0) \quad (4)$$

където h ($\text{W/m}^2\text{K}$) е коефициентът на топлоотдаване чрез конвекция, а T_0 е температурата на околната среда.

Геометричните модели на изследваните предпазители са създадени със софтуерния пакет Solid Works, а за моделирането на топлинното поле в електрическия предпазител е използван продукта Ansys, базиран на метода с крайните елементи. Използвани са елементите SOLID98 и SHELL157. Елементът SOLID98 има 10 възела с до 6 степени на свобода за всеки възел. Елементът SHELL157 е 3D елемент с 4 възела и 2 степени на свобода (температура и напрежение) за всеки възел. Елементът се прилага при 3D установени и преходни топлинни анализи.

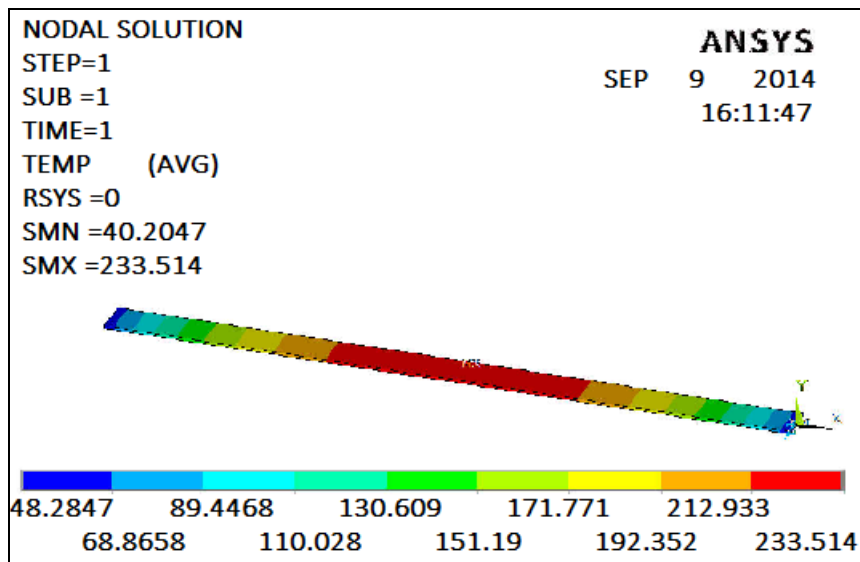
3. РЕЗУЛТАТИ ОТ МОДЕЛИРАНЕТО

Изследваните предпазители са българско производство на Елпром Елин АД г. Кубрат за номинални токове 6, 23, 35 и 63А. Създадените модели на Solid Works са показани на фиг.1.



Фиг.1. Геометрични модели на изследваните предпазители за номинални токове а) 6А, б) 23А, в) 35А и г) 63А

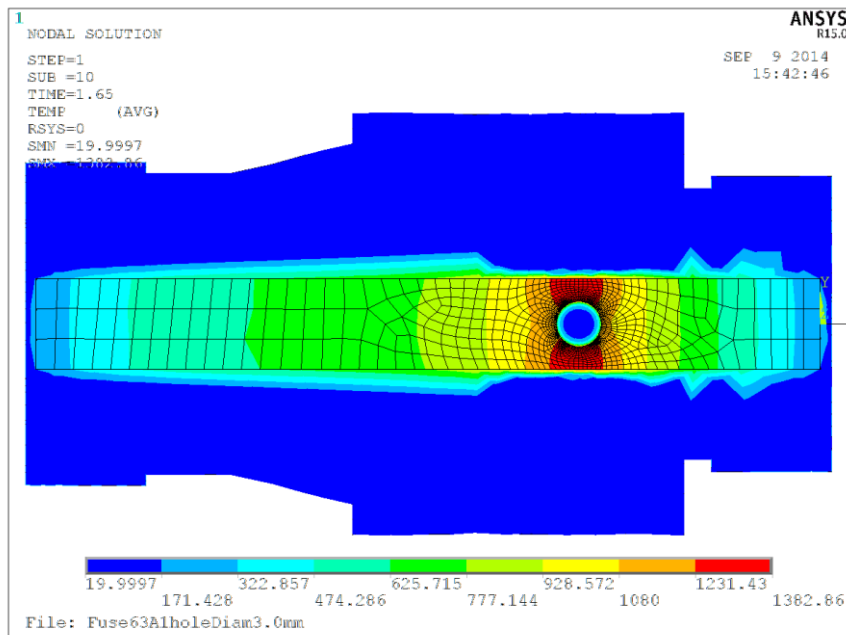
На фиг.2 е показано разпределението на температурата във вложката на предпазител за номинален ток 63А.



Фиг.2. Разпределение на температурата във вложката на предпазител за номинален ток 63А.

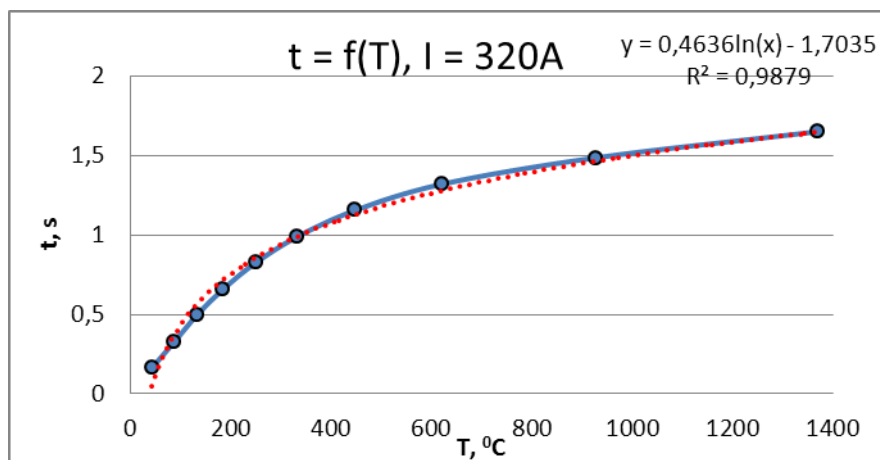
За получаването на времетоковата характеристика са разработени топлинни модели в преходен режим. Получени са графични зависимости за времето във функция от температурата при даден ток, протичащ през вложката на предпазителя. Като се има пред вид, че вложките се изработват от мед от тези зависимости за температура на топене на медта 1083°C се отчита преддъговото време, при което вложката се стопява и предпазителът прекъсва веригата. Полученото време се сравнява с изискваното в [7] при дадения ток.

На фиг.3 е показано разпределението на температурата на предпазител за 63А, на базата на създадения топлинен модел в преходен режим при протичащ ток 320А ($5.08I_n$).



Фиг.3. Разпределение на температурата в сечението на предпазител за номинален ток 63А при протичащ ток 320А.

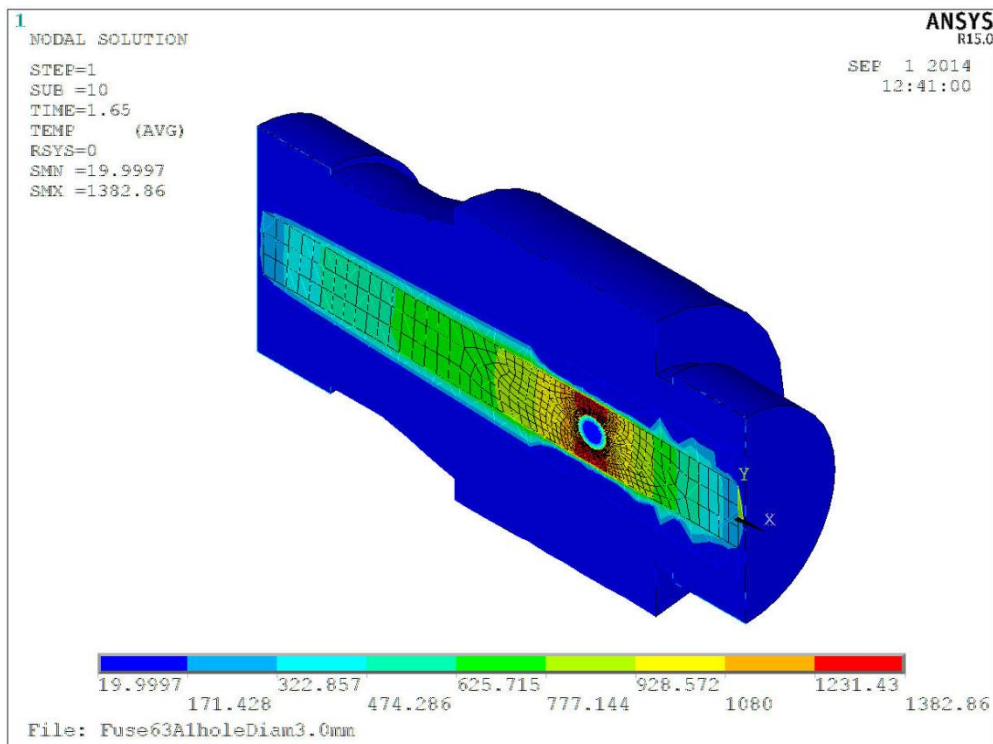
Фиг.4 илюстрира зависимостта на времето от температурата. При протичащ ток 320А (5.08In) при температурата на стопяване на медната вложка се отчита оперативно време 1.65s, като изискванията на стандарта са изпълнени, защото той дефинира време 5s.



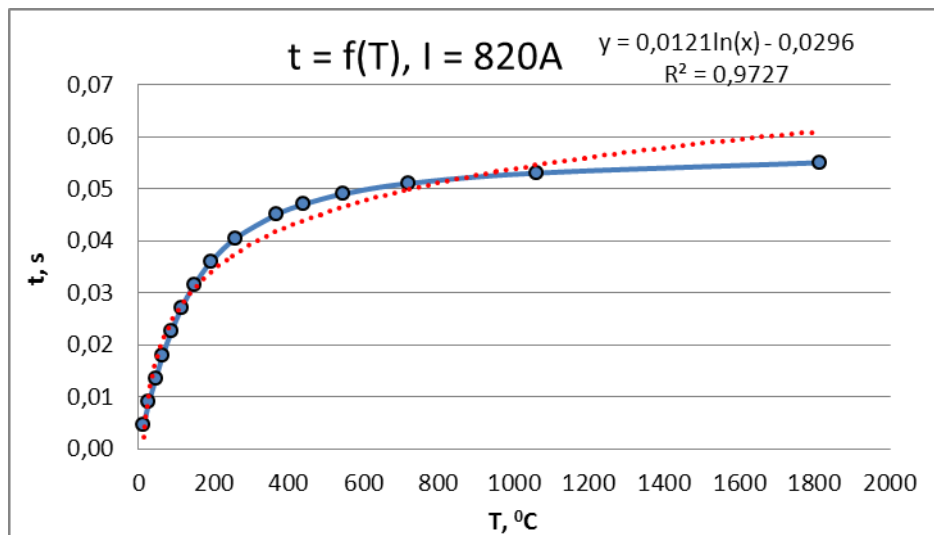
Фиг.4. Зависимост на времето от температурата при протичащ ток 320А.

Полученото регресионно уравнение на зависимостта позволява точното отчитане на преддъговото време.

Аналогичната процедура е проведена и за протичащ ток 820А (13I_n). Стойностите 320А и 820А се дефинират в стандарта за времетокова характеристика на предпазител с номинален ток 63А. На фиг.5 е показано разпределението на температурата в предпазителя при този ток, а на фиг.6 зависимостта на времето от температурата за същия ток.



Фиг.5. Разпределение на температурата в сечението на предпазител за номинален ток 63А при протичащ ток 820А.



Фиг.6. Зависимост на времето от температурата при протичащ ток 820А.

Съгласно стандарта при този ток времето трябва да бъде 0.1s, а при модела то е 0.053s, т.е. изискването на стандарта за този ток е изпълнено.

Следвайки тази процедура може да се получи цялата „виртуална“ времетокова характеристика на предпазителя. Нейното познаване още в процеса на проектиране ще икономиса значителни време и средства.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Създадени са топлинни модели за установен и преходен режим на битови предпазители, като за преходния режим може да се построи „виртуалната“, времетокова характеристика и да се сравни с изискванията на стандарта БДС EN 60269-1 „Стопъеми предпазители за ниско напрежение. Част 1: Общи изисквания“ (IEC 60269-1:1998).
2. Топлинният модел онагледява температурата във всички части на предпазителя и мястото, в което материала се разтопява и се прекъсва вложката, като това позволява точното проектиране.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Loos F., Ließ H.D., Philippe B., *Transient Analysis of the Triggering Behaviour of Safety Fuses*,
- [2] Li Sen, Song Zhiquan a.o., *Finite Element Method Applied to Fuse Protection Design*, Plasma Science and Technology, Vol.16, No.3, Mar. 2014, pp. 294-299
- [3] Torres E., Mazón A J., Fernández E., Zamora I., *New FEM Model for Thermal Analysis of Medium Voltage Fuses*, Technical collection Conferences publications 2007, Shneider Electric

- [4] Plesca A., *Thermal Analysis of the Fuse with Unequal Fuse Links Using Finite Element Method*, World Academy of Science, Engineering and Technology Vol. 6, 2012, pp. 1202-1209
- [5] Farahani H, Sabaghi M., *Analysis of Current Harmonic on Power System Fuses Using ANSYS*, Indian Journal of Science & Technology, Vol. 5, Issue 3, March 2012
- [6] Ячев И., Маринова И., *Числени методи и моделиране на вериги и полета*, I част, Издателство на ТУ-София, София, 2007
- [7] БДС EN 60269-1 *Стопяеми предпазители за ниско напрежение*. Част 1: Общи изисквания (IEC 60269-1:1998)

Автори: Райна Ценева, проф. дтн, катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: tzeneva@tu-sofia.bg; Янко Славчев, доц. д-р, катедра „Инженерна логистика, подемно-транспортна и строителна техника„e-mail: blamail@abv.bg; Валентин Матеев, гл. ас., катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: vmateev@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Кръстьо Хинов

СЪВРЕМЕННИ СЕНЗОРИ, БАЗИРАНИ НА GMR- ЕФЕКТ

Иван Костов

Резюме: В работата е направен кратък обзор и сравнение на съвременните магниторезистивни ефекти. Вниманието е фокусирано на GMR- ефекта, като е анализиран модел на многослойна структура и изменението на магнитосъпротивлението в зависимост от размерите и специфичното съпротивление на ферромагнитните и проводящите слоеве. Представени са функционални зависимости на съществуващи GMR- структури и тяхното приложение за съвременни сензори в устройства за ъглови и линейни премествания. Дадени са и препоръки за бъдещи приложения на GMR - сензори за безразрушителни методи за контрол и електрически измервания.

Ключови думи: магнитосъпротивление, GMR - ефект, GMR – сензори.

MODERN SENSORS BASED ON GMR- EFFECT

Ivan Kostov

Abstract: This paper is a brief overview and comparison of the contemporary magnetoresistive effects. The focus is on GMR-effect by analyzing the model of multilayer structure and amendment of magnetoresistance depending on the size and specifically resistivity of ferromagnetic and conductive layers. Represented functional dependencies existing GMR-structures and their application to modern sensors in devices for angular and linear deviations. Recommendations for future applications of GMR-sensors for non-destructive control methods and electrical measurements are given.

Keywords: magnetoresistance, GMR- effect, GMR- sensor.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Магниторезистивният ефект, изразяващ се в изменението на електрическото съпротивление на различни материали при прилагане на външно магнитно поле (МП) е известен отдавна, но техническото му приложение е било ограничено поради малките (под 1%) стойности на изменението на съпротивлението под въздействие на магнитно поле, $\delta_{(МП)}$:

$$\delta_{(МП)} = \frac{\Delta R}{R} = \frac{R_{(МП)} - R_{(0)}}{R_{(0)}} \quad (1)$$

където $R_{(0)}$ е съпротивлението при липса на МП, а $R_{(МП)}$ - при въздействие с МП. При използването на ферромагнитни метали с анизотропна структура се получава сравнително по-голям магниторезистивен ефект (AMR). На тази база има

разработени електронни компоненти, сензори и електронни компаси [1,2,3]. Интересът към новите магниторезистивни ефекти и приложенията им в последните десетина години рязко нараства с навлизането на нанотехнологиите и наноматериалите [4,5,6]. В магнителектрониката се различават следните ефекти:

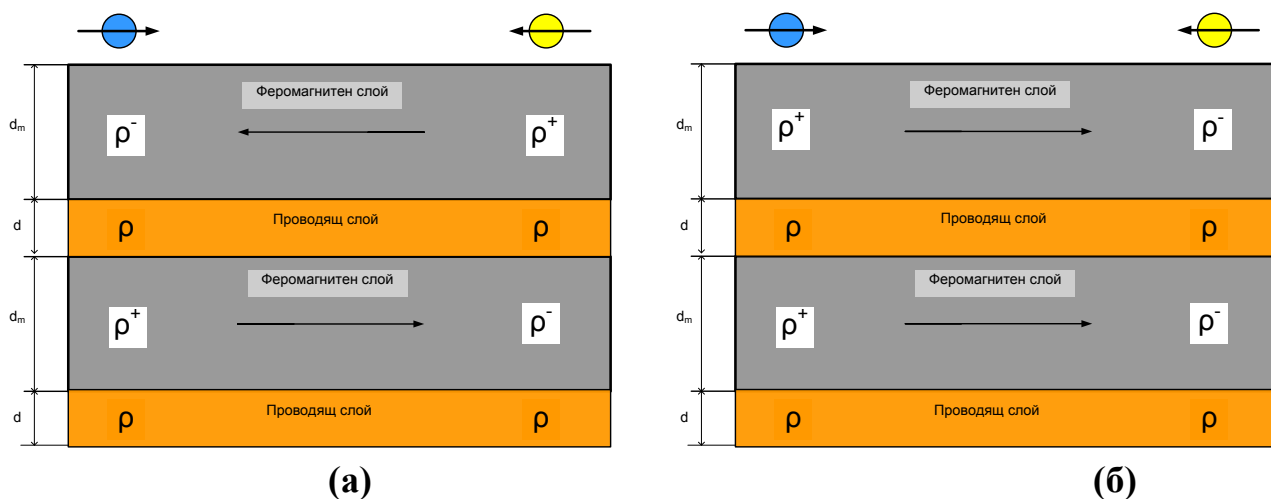
- *AMR (*Anisotropic Magneto Resistance*), анизотропно магнитосъпротивление;
- *GMR (*Giant Magneto Resistance*), гигантско магнитосъпротивление;
- *CMR (*Colossal Magneto Resistance*), колосално магнитосъпротивление;
- *TMR (*Tunneling Magneto Resistance*), тунелно магнитосъпротивление;
- *GMI (*Giant Magneto Impedance*), гигантски магнитоимпеданс.

Така, благодарение на развитието на нанотехнологиите, в магнителектрониката са направени феноменални стъпки в посока на подобряване на параметрите, намаляване на размерите, съответно и на консумацията на електроенергия от наноелектронните устройства. В „конвенционалните“ електронни устройства свободните електрони се разглеждат само като носители на заряд. По настоящем в множество литературни източници [7,8] дори се въвежда нова терминология, развива се дори ново направление, „спин-електроника или спинтроника“, тъй като електронът освен заряд $-e$ притежава и спин, т.е. при ротацията около собствената си ос създава магнитен момент, посоката на който зависи от посоката на въртене на електрона.

2. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА GMR- ЕФЕКТ. ОПРОСТЕН МОДЕЛ НА МОТТ

Ефектът се състои в гигантско изменение на електрическото съпротивление на свръхтънкослойни структури при изменение на направлението на намагнитеността на съседни магнитни слоеве. GMR- ефектът е квантовомеханичен ефект, в основата му лежи вероятностното разсейване на електроните, зависещо от направлението на техния спин (собствения момент на импулса на електрона). Посоката на намагнитеност може да се управлява чрез приложено външно магнитно поле. GMR- ефектът се наблюдава в структури с редуващи се феромагнитни слоеве (с дебелина около 3 nm) и проводящи слоеве (с дебелина до 1nm). Феромагнитните материали могат да бъдат Fe , пермалой Ni₈₀Fe₂₀ или Ni₈₁Fe₁₉ , кобалт Co или CoFe , а електрически проводящите материали - Cu, Ag, Cr. Практическото използване на GMR- ефекта е станало възможно след появата на метода молекулярнолъчева епитаксия, позволяващ изготвянето на тънки многослойни структури с дебелини от 60-80 ангстрьома до единици нанометра. Така например, при използването на слоеве Co₁₀ / Cu₉₀ изменението на съпротивлението при стайна температура $\delta_{(МП)} = 40\%$, съответно, при слоеве Co₉₅Fe₅ / Cu достига $\delta_{(МП)} = 110\%$.

За техническото приложение на GMR- ефекта може да се използва много опростен модел на Мотт Н.Ф. , наричан двуканален спин-модел. При него се приема, че ако посоките на спина на електроните и посоката на намагнитеност са противоположни, специфичното съпротивление ρ^- е голямо, а ако са съпосочни, то специфичното съпротивление ρ^+ е малко (фиг.1).



Фиг.1. Многослойна структура при антипаралелна (а) и паралелна (б) ориентация на намагнитеността.

Като се вземе в предвид специфичното съпротивление на проводящия слой ρ и размерите на структурата d_m и d и се използва елементарна заместваща схема, за съпротивленията на структурите се получава:

$$R_{ap} = (a + b + 2\gamma) \frac{\rho d}{2\gamma A} \quad R_p = \frac{(a + \gamma)(b + \gamma)}{(a + b + 2\gamma)} \frac{2\rho d}{A} \quad (2)$$

Съответно :

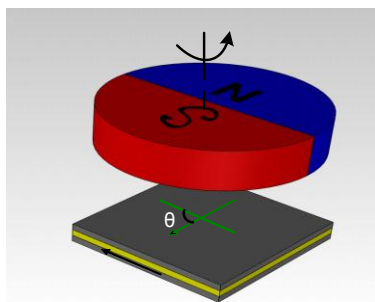
$$GMR \equiv \frac{R_{ap} - R_p}{R_p} = \frac{(a - b)^2}{4(a + \gamma)(b + \gamma)} \quad (3)$$

където: s A е означена площта на слоевете; $\gamma = d/d_m$ е отношение на дебелината на проводящия слой d , а d_m - на феромагнитния слой; величините $a = \rho^+/\rho$ и $b = \rho^-/\rho$ показват отношенията на специфичните съпротивления на феромагнитните слоеве спрямо това на проводящия материал.

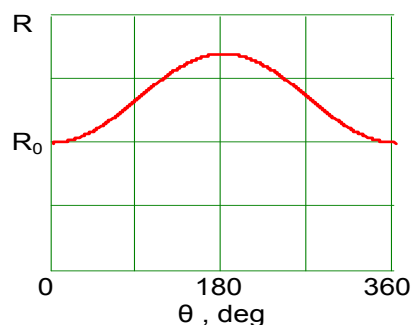
За създаване на сензори, използващи GMR-ефекта е необходимо да има възможност за динамично превключване на състоянието на структурата между състоянията с паралелна и антипаралелна намагнитеност на слоевете. Плътноста на електромагнитната енергия на взаимодействието на два феромагнитни слоя, разделени с електрически проводящ слой е пропорционална на скаларното произведение на тяхната намагнитеност и една осцилираща функция, (константа на връзката), зависеща от дебелината на проводящия слой. Намагнитването на феромагнитния слой с постоянна ориентация става в процеса на производство, като намагнитеността може да се програмира във всяка желана посока. Ако се подбере така, че основна да е антипаралелната ориентация, то превключването на конфигурацията от антипаралелно (високо съпротивление) в паралелно (ниско съпротивление) ще става под въздействие на външно магнитно поле.

3. ПРИЛОЖЕНИЕ НА GMR-ЕФЕКТА

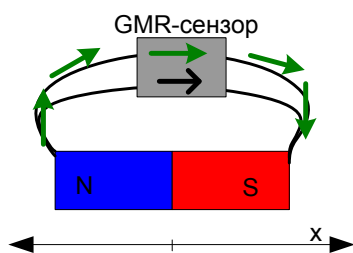
GMR-многослойни структури се използват за създаване на сензори предимно за ъглово отклонение, за линейно преместване и за компаси. В тези сензори за външно магнитно поле се използват конструкции с постоянни магнити или земното магнитно поле. В автомобилната техника около 30% от сензорите са за механични величини: скорост на въртене, ъгли и линейни премествания, налягания, ABS и ESP системи. Принципът на действие на сензор за ъглово преместване е показан на фиг.2а,б.



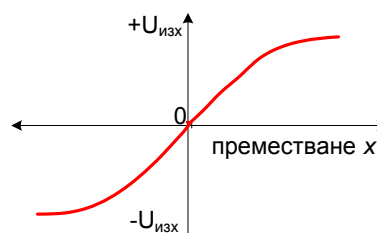
Фиг.2.а.



Фиг.2.б.



Фиг.3.а



Фиг.3.б.

GMR-сензорите за праволинейно преместване реагират на посоката на МП, на изкривяването на силовите линии (фиг.3.а). Чрез подходящо оразмеряване на постоянния магнит и в зависимост от диапазона на преместването може да варира формата на изходния сигнал (фиг.3.б).

Пълното съпротивление на многослойната структура може да се представи като функция на ъгъла θ между намагнитеността на ферромагнитния слой, която е неизменна, и направлението на външното магнитно поле (фиг.2):

$$R = R_0 + \frac{\Delta R}{2}(1 - \cos \theta) \quad (4)$$

където: R_0 е съпротивлението на ферромагнитната решетка; ΔR -инкремент на GM-съпротивлението, а $\theta \in (0, 360^\circ)$.

За приложение в GMR сензори са важни следните номинални данни:

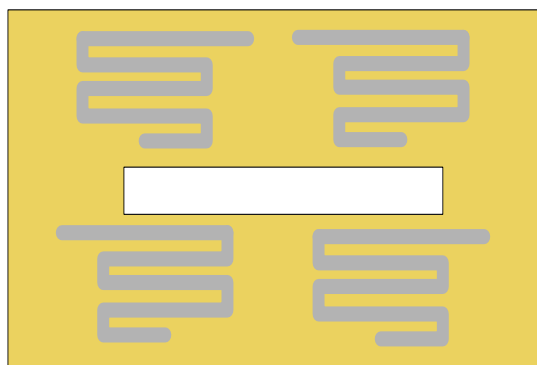
1. Амплитуда на сигнала, $A_m = f(\Delta R/R)$;

2. Интензитет на насищане , H_{sat} ;
3. Чувствителност, $S = A_m / H_{sat}$;
4. Хистерезис.

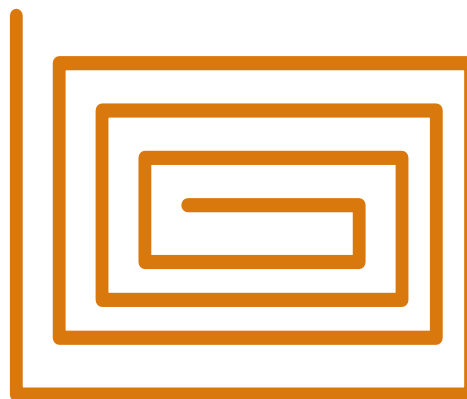
За увеличаване на ефекта и по-голямо изменение на съпротивлението, многослойната структура се произвежда технологично във вид на лента с форма на меандър, което е необходимо, за да се постигне съпротивление на един резистор приблизително 2 k Ω . Това определя по-малки токове и съответно по-ниско потребление на енергия. Един сензор за ъглово отклонение например, се състои от четири магниторезистора, свързани в мостова схема. Два от тях са с положително нарастване на съпротивлението, а другите два в диагонала на моста трябва да са с отрицателно нарастване на съпротивлението. Така се получава най-голяма амплитуда и линейност на изходния сигнал.

С използване на материали с по-малък интензитет на насищане на магнитното поле може да се увеличи чувствителността на сензорите, което е необходимо при вихровотоков безразрушителен контрол, при навигационни устройства и др. В някои приложения, като например измерване на ъглова скорост и обороти, хистерезиса е недостатък, който се преодолява чрез гранулирани наноматериали, прекъсване на многослойните структури.

GMR сензори успешно могат да бъдат използвани за измерване електрически величини: ток, мощност в различни практически случаи, например в схеми за регулиране и контрол на заряда и разряда на батерии за маломощни устройства. За целта се произвеждат хибридни интегрални схеми, в които освен ленти се вграждат токови контури с различни форми.(фиг.4.а, фиг.4.б)



Фиг.4.а.



Фиг.4.б.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В сравнение с познатите магниточувствителни елементи, базирани на ефекта на Хол, чувствителността на GMR сензорите е многократно (около 500 пъти) по-голяма, от тази на елементите с AMR- ефект, приблизително 3 пъти.

Предимствата на GMR сензорите са и много по- висок изходен сигнал, по-висока разделителна способност (0,08 A/m). В перспектива ускорено се развиват

и сензорни елементи на базата на TMR-ефект, с още по-добри показатели за приложение на спинтрониката в биосензори, памети, квантови компаси.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Peter Grünberg. *Kopplung macht den Widerstand. Spintronik in magnetischen Schichtstrukturen*, Physik Journal 6 (2007) Nr. 8/9
- [2] <http://www.nve.com/gtSensors.php>
- [3] <http://www.bosch-sensortec.com/en>
- [4] <http://www.dowaytech.com/en/>
- [5] <http://www.datasheetarchive.com/siemens%20gmr-datasheet.html>
- [6] <http://sensing.honeywell.com/>
- [7] V. O. De Haan, P. A. De Jong, L. Perez, C. Dolabdjian, Ensicaen, *Towards Material Characterization and Thickness Measurements using Pulsed Eddy Currents implemented with an Improved Giant Magneto Resistance Magnetometer*, Сборник с доклади и научни трудове на ECNDT, 2006 - We.2.6.4
- [8] Гунински С. Г., С. С. Стайков, К. М. Тодорова, *Изходен сигнал на плоски електромагнитни преобразуватели при контрола на феромагнитни изделия*, 8th Summer School "Advanced Aspects of Theoretical Electrical Engineering, Sozopol ' 2010", Sozopol, September, 19-22, 2010, part 2, pp. 177-182.
- [9] Гунински С., И. Петров, *Изходен сигнал на електромагнитен преобразувател със спирална форма*, Научни известия на НТС по Машиностроене, год. XII, бр. 1 (79), юни 2005 год., Дефектоскопия '2005. XX Национална конференция по безразрушителен контрол с международно участие, Созопол, 13-15 Юни 2005 г., с. 243-247.

Автор: Иван Костов, доц. д-р, катедра Обща електротехника, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: igkostov@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12. 2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Стефчо Гунински

ТОВАРНО УСТРОЙСТВО ЗА ИМПУЛСНИ ВИСОКОВОЛТОВИ ГЕНЕРАТОРИ

Ивайло Долапчиев, Васил Гълъбов

Резюме: В работата се представя товарно устройство, използвано при изпитване на импулсни високоволтови генератори. Устройството съчетава в себе си консуматор на енергията на импулсния генератор, искров разрядник и помощни средства за измерване на изходните напрежение и ток. Разгледани са някои изисквания на които трябва да отговарят елементите му, като са посочени и основни зависимости използвани при проектирането.

Ключови думи: високоволтови импулсни генератори, товарни устройства, водни резистори, измерване на напрежение и ток във високоволтови вериги

HIGH VOLTAGE PULSE GENERATORS LOAD DEVICE

Ivaylo Dolapchiev, Vasil Galabov

Abstract: This work presents a load device, used in high voltage pulse generators testing. It incorporates a dummy load that absorbs the pulse generator energy, a spark gap, and voltage and current sensors. The components of the load device have to fulfill all requirements that consider operation under high voltage and power. Some basic relations used in the design stage of the entire device are presented.

Key words: high voltage pulse generator, high voltage dummy loads, water resistors, current and voltage measurements in high voltage networks.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Импулсните високоволтови генератори (ИВГ) се използват все по-широко в практиката за захранване на мощни лазерни и микровълнови излъчватели. Това са генератори, които осигуряват краткотрайни високоволтови импулси с амплитуди от стотици кV и голяма стръмност на нарастване на предния фронт.

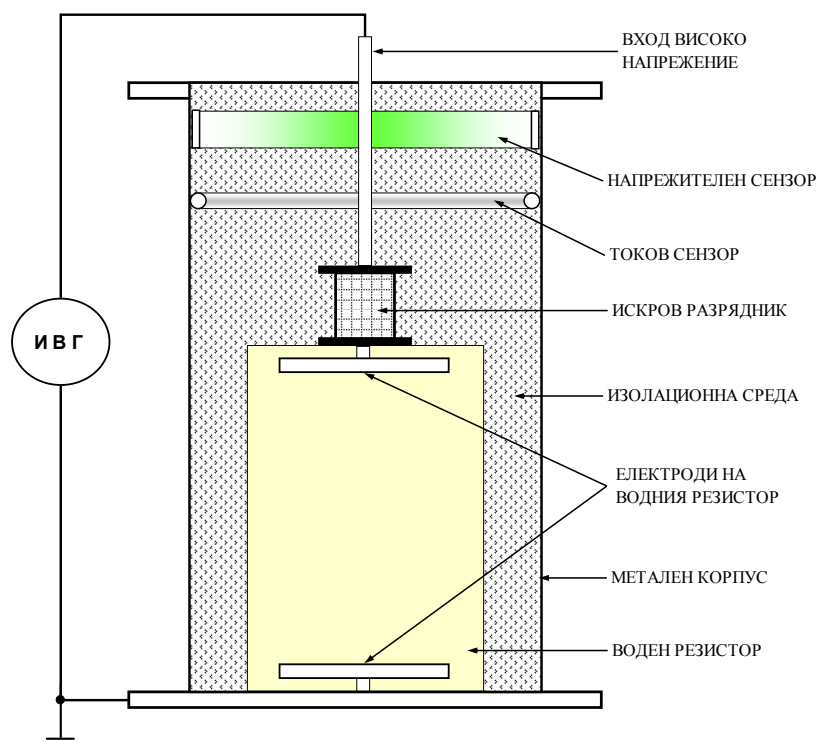
В зависимост от начина на генериране на високоволтовия импулс в литературата се разграничават два типа ИВГ - с твърдо превключване (Hard switching) и с преобразуване на импеданс (Impedance transformation). Нито един от тях обаче, не може да удовлетвори изцяло практическите изисквания за амплитуда и времеви профил на импулса. Това налага при реализацията на отделните възли на ИВГ да се използват и двата метода, като създавания високоволтов импулс се подава към товара след предварително манипулиране на енергията му. Необходимо условие за нормалната работа на ИВГ е по време на манипулацията да няма устройства свързани към изхода на генератора.

Оценката на възможностите на ИВГ се извършва в лабораторни условия, където в изходите им се включват консуматори с известни характеристики и средства за измерване на изходното напрежение и ток. Въпреки, че така формулиран процесът на изпитване на генераторите не трябва да представлява технически проблем, работата в среда в която се генерират мощни електромагнитни импулси поставя редица изисквания както към товарните елементи, така и към средствата и методите за провеждане на измерването.

В тази работата се представя товарно устройство за високоволтови генератори, което съчетава в себе си консуматор на енергията разделен от изхода на ИВГ чрез високоволтов искров разрядник и помощни средства за измерване на характеристиките на импулса. Разгледани са изискванията, на които трябва да отговарят отделните елементи на устройството, като са посочени и основни зависимости използвани при проектирането им.

2. ЗИСКВАНИЯ КЪМ ТОВАРНИТЕ УСТРОЙСТВА НА ИВГ

Основното предназначение на товарните устройства за ИВГ е да поемат само енергията на изходните високоволтови импулси без да участват в процесите на тяхното създаване. Енергията на импулсите следва да се преобразува в топлина, т.е. консуматорите трябва да притежават минимална индуктивност и капацитет. В едно възможно решение на такова устройство, функцията на консуматор може да се изпълнява от воден резистор, който е отделен от ИВГ чрез искров разрядник, фиг.1.



фиг.1. Принципна конструкция на товарно устройство за ИВГ.

Използва се разрядник с пробивно напрежение надвишаващо напрежението при което се манипулира енергията на импулса в ИВГ. Това гарантира работа на водният резистор само по време на генериране на високоволтовия импулс. В този интервал от време в него се отделя голяма количество електрическа енергия

при изключително високи моменти стойности на напрежението. Резисторът следва да се монтира в заземен метален съд изпълнен с изолационен агент. Размерите на съда следва да са съобразени с максималните стойности на работните напрежения.

За измерването на характеристиките на високоволтовите импулси е необходимо в съда на товарното устройство да се монтира напрежителен сензор. В същия съд следва да се монтира и токов сензор за измерване на изменението на тока през водния резистор по време на импулсите.

3. ФИЗИЧЕСКИ ОСОБЕНОСТИ НА ВОДНИТЕ РЕЗИСТОРИ

Съпротивлението на водните резистори се определя от геометричните им размери и специфичното съпротивление на използвания електролит. Като електролити в практиката се използват водни разтвори на различни соли. Специфичното съпротивление на тези разтвори е стабилно и не зависи от големината на приложеното напрежение или от протичащия през тях ток. Неговата промяна се дължи основно на промяната на температурата.

Електролитът поглъща енергията на импулсите в резултат на което температурата му нараства, а протичащите реакции предизвикват отделяне на вредни газове и корозия на електродите, Таблица 1. Изборът на електролита и материала на електродите се определя съгласно препоръките посочени в [1]

Таблица 1

Особености на някои електролити използвани във водните резистори

Електролит	AgNO ₃	CuSO ₄	Na ₂ CO ₃	NaCl	K ₂ Cr ₂ O ₇
Безопасност	Силно токсичен	Токсичен, дразнещ	Дразнещ	Дразнещ	Силно токсичен
Електрод	Неръждаема стомана	Мед	Неръждаема стомана	Неръждаема стомана	Мед, Неръждаема стомана

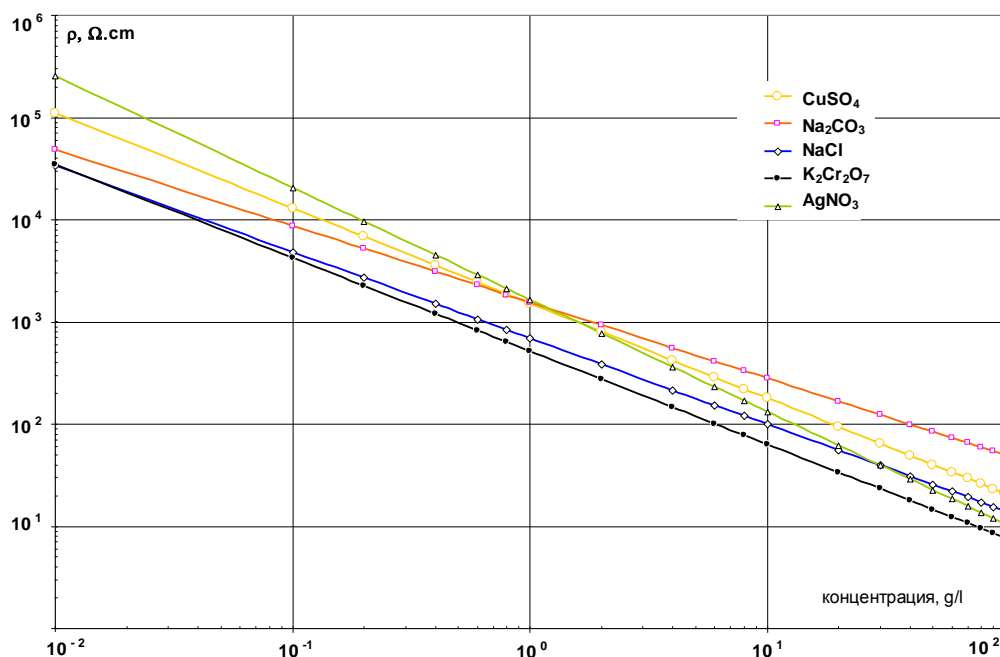
Необходимото съпротивление на водния резистор се постига чрез промяна на концентрацията на електролита. Връзката между концентрацията и специфичното съпротивление на електролита ρ , $\Omega \cdot \text{cm}$ може да се определи и чрез номограмите представени на фиг. 2, [2].

След поглъщане на енергията на N_p на брой импулса, температурата и обема на електролита нарастват съответно с $\Delta T_{(N_p)}$ и $\Delta V_{S(N_p)}$, големината на които се определя чрез (1) и (2):

$$\Delta T_{(N_p)} = \frac{N_p \cdot W_1}{c_h \rho_{H_2O} V_S}, \quad (1)$$

$$\Delta V_{S(N_p)} = \beta \cdot V_S \cdot \Delta T_{(N_p)} \quad (2)$$

където W_1 е енергията на всеки импулс на генератора, V_S е обема на проводящата част от водния резистор, $c_A = 4.1813$, J/gK е специфичния топлинен капацитет на водата при 25°C, $\rho_{H_2O} = 0.997044$, g/cm³ е нейната специфична плътност, а $\beta = 2.10^{-4}$, °C⁻¹ е коефициент на температурно разширение на водата.



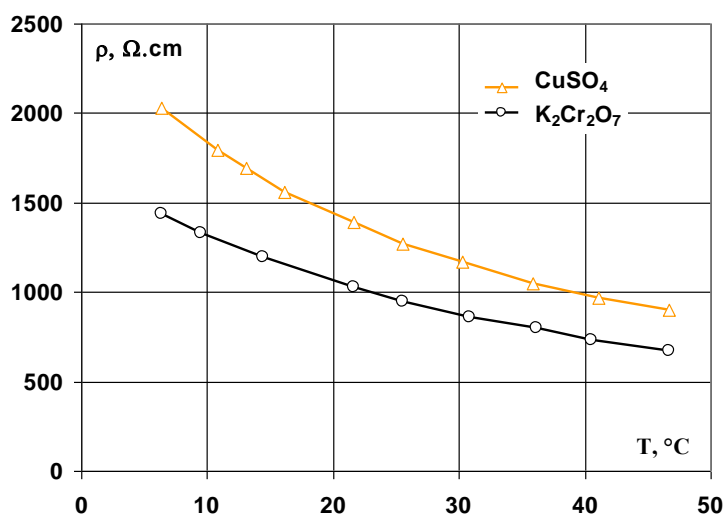
Фиг.2. Специфичното съпротивление на водни разтвори на соли при 20°C.

Електрическата енергия, превърната в топлинна в електролита, се разсейва през стените на съда на резистора. Когато съдът е цилиндрична тръба, отделената мощност през стените и се определя от:

$$P_{OUT(Np)} = LMA \cdot c_T \cdot \frac{\Delta T_{(Np)}}{wd} \quad (3)$$

където LMA - е средната логаритмична повърхност на тръбата, а c_T - е коефициент на топлопроводност на материала на тръбата.

Електрическото съпротивление на водните резистори намалява с нарастване на температурата, което се дължи на промяната на специфичното съпротивление на електролита, фиг.3.



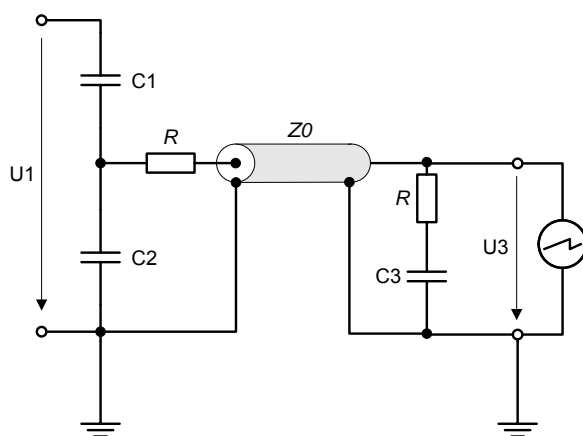
фиг.3. Изменение на специфичното съпротивление с температурата.

От гледна точка на запазване на качествата на електролита неговата температура не трябва да надвишава 40°C, което съответства на отделяне на не повече от 100J енергия във всеки кубичен сантиметър от обема. При такова натовар-

ване, специфичното съпротивление на повечето електролити намалява до 60% от стойността си при 20°C. Когато водните резистори са част от товарни устройства, големината на промяната не е предмет на допълнителен анализ.

4. ИЗМЕРВАТЕЛНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИНТЕГРИРАНИ В ТОВАРНОТО УСТРОЙСТВО

Работните напрежения и токове на тези устройства са със стойности, които не могат да бъдат измерени чрез стандартните апарати за ниско напрежение. Това налага интегрирането на делители за тези величини в товарните устройства [3, 4]. Делителят за работното напрежение е капацитивен и е съставен от два монтирани в корпуса на устройството кондензатори $C1$ и $C2$. Кондензаторът $C1$ поема върху себе си по-голямата част от входното високо напрежение $U1$ и е с капацитет многократно по-малък от този на $C2$. Напрежението, до което се зарежда $C2$, се извежда от товарното устройство и се подава за измерване чрез предавателна линия с характеристичен импеданс $Z0$, фиг. 4.



Фиг.4. Капацитивен делител свързан към измервателен апарат.

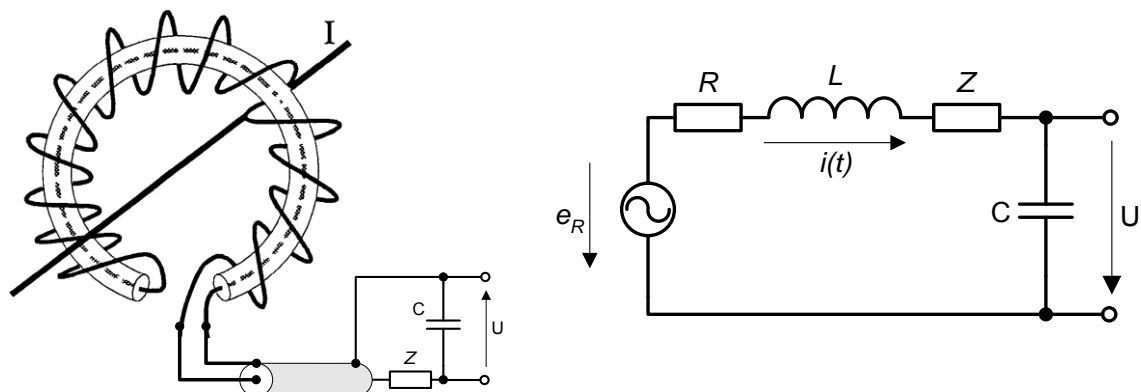
Еквивалентният капацитет на делителя е изключително нисък и се отъждествява с капацитета на $C1$, т.е. $C_E \approx C1$. Това определя ниска консумация на енергия от източника на напрежение, а капацитивния характер на веригата позволява работа в широк честотен диапазон.

Коректното измерване на бързо изменящи се напрежителни импулси изисква съгласуване на импедансите на делителя и средството за измерване с импеданса на свързващия кабел $Z0$. Това се постига с включване на резистор R в началото на кабела и същия по стойност резистор и кондензатор $C3$ в края му. Ако елементите изпълняват условието: $R=Z0$, а $C1 + C2 = C3 + C_S$, където C_S е паразитният капацитет на кабела, напрежението в изхода на делителя $U3$ ще се определя с (4) и ще зависи само от напрежението $U1$ и капацитетите на $C1$ и $C2$.

$$U3 = \frac{C1}{(C1 + C2 + C3 + C_S)} U1 \quad (4)$$

Измерването на ток във високоволтови електрически вериги се осъществява чрез преобразуватели, които трансформират тази величина в напрежение и осигуряват надеждно галванично разделяне. Поясът на Роговски позволява да се

измерва изменящ се във времето ток в проводник, чрез регистриране на промяната на магнитодвижещото напрежение в затворен контур около проводника, фиг.5.



Фиг.5. Пояс на Роговски с включен пасивен интегратор.

Изменението на измервания ток I поражда в измервателната намотката на пояса е.д.н. e_R , големината на което зависи от производната на тока I , и параметрите ѝ: индуктивност L и брой навивки w . Това напрежение прекарва през намотката ток $i(t)$, който създава пад на напрежение върху изводите на включения към нея консуматор. Получаване на изходно напрежение от преобразувателя, което повтаря изцяло формата на изменение на измервания ток I , изисква интегриране на тока $i(t)$, което се осъществява чрез включване на кондензатор C последователно с товара Z .

Процесите във веригата на измервателната намотка, активното съпротивление на която е означено с R описват с уравнението:

$$\frac{L}{w} \frac{dI}{dt} - L \frac{di(t)}{dt} - (R + Z)i(t) - \frac{1}{C} \int idt = 0 \quad (5)$$

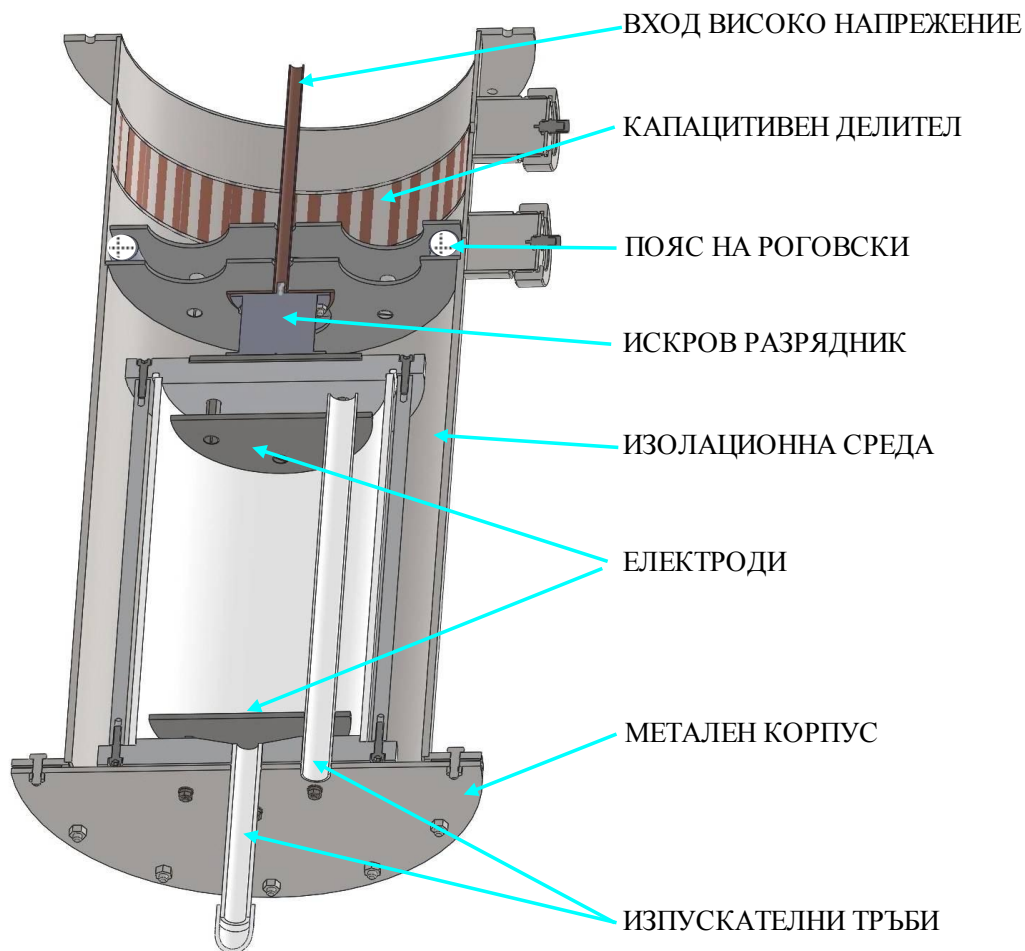
Ако капацитетът на кондензатора C е достатъчно голям и фронта на токовия импулс t_{CP} , удовлетворява условието: $t_{CP} \gg L/(R+Z)$ [5], то напрежението в изхода на преобразувателя U определено от (5) има вида:

$$U = \frac{LI}{wC(R + Z)} \quad (6)$$

Представеното пасивно интегриране позволява измервания ток I да се преобразува в напрежение със същата форма. Амплитудата на това напрежение ще е линейно пропорционална на амплитудата на тока I . Ако токовете импулси са с голяма скорост на изменение, напрежението в измервателната намотка на пояса на Роговски следва да се обработи от активни интегриращи вериги.

5. КОНСТРУКЦИЯ НА ТОВАРНОТО УСТРОЙСТВО

Разработеното за целите на изследователската работа товарно устройство, фиг.6, притежава воден резистор с работен обем $V_{el.}=3,8l$ и електроди от неръждаема стомана с диаметър $d_{el.}=0,15m$. Електродите са монтирани в плексигласова тръба, която е изпълнена с воден разтвор на $K_2Cr_2O_7$.



Фиг.6. Конструкция на товарното устройство.

Резисторът е монтиран в метален корпус изпълнен с трансформаторно масло. Последователно с него е свързан двуелектроден искров разрядник с пробивно напрежение 46kV. Голямото количество енергия, отделено от високоволтовите импулси, ограничава полезното време за работа на резистора, след което трябва да му се осигури достатъчно време за охлаждане.

В металния корпус е монтиран и капацитивен делител на напрежение, съставен от два аксиални кондензатора, чрез който се регистрира изменението на във времето на високоволтовите импулси. Кондензаторът с малък капацитет е формиран между входа за високо напрежение на устройството и метален цилиндър, монтиран върху изолационен материал от вътрешната страна на металния корпус. Вторият кондензатор е със значително по-голям капацитет и е формиран между същия цилиндър и заземяния метален корпус. Така съставения напрежителен сензор позволява да се наблюдава изменението във времето на напрежението на свързания към товарното устройство ИВГ.

За регистриране на изменението на тока през водния резистор по време на всеки импулс в корпуса на устройството е монтиран и токов сензор. Той е изпълнен с пояс на Роговски, напрежението в изхода на който, след интегриране, съответства на изменението на тока през резистора.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Поведението на разгледаното товарно устройство е изследвано при съвместната му работа с тестов ИВГ, който осигурява поредица от високоволтови напрежителни импулси, всеки един с енергия от около 11J. Проведеното изпитание с пакет от 10 000 импулса в рамките на 20 минути показва, че температурата на електролита не нарасна с повече от 7 градуса. При тази промяна съпротивлението на резистора се понижи с 15%

Интегрираният в товарното устройство капацитивен делител осигурява коефициент на деление $k_v=1280$. Съгласуването на импеданса му с този на използвания осцилоскоп позволи да се наблюдават прилаганите високоволтови импулси, продължителността на предния фронт на които е не по-малка от 1 μ s.

Токът през резистора по време на импулса се измерва посредством монтирания в устройството пояс на Роговски. Проведените предварителни изследвания на възможностите на пояса определиха чувствителността му от $k_A=0,1\text{mV/A}$. Неговото изходно напрежение след пасивно интегриране позволи да се наблюдава и изменението на тока през резистора по време на импулса.

Определянето на честотните възможности и точността на преобразуване на интегрираните в товарното устройство сензори е предмет на бъдеща работа.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Beverly III, R.E., Campbell R.N., **Aqueous - electrolyte resistors for pulsed power applications**, Review of Scientific Instruments , Vol 66 , 12, 1995 pp: 5625-5629
- [2] **Ness Engineering Tech Data**, www.nessengr.com/liquidresistor.html
- [3] Liu J., Bing Ye atc, **Coaxial Capacitive Divider for High Voltage Pulse Measurements in Intense Electron Beam Accelerator**, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol 58,1 2009, pp161-166
- [4] Rezaee. M. and H. Heydari, **Design Modification of Rogowski Coil for Current Measurement in Low Frequency**, Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering, Vol. 6, No. 4, 2010, pp 232-237
- [5] Kuffel E., W.S. Zaengl and J. Kuffel **High Voltage Engineering Fundamentals** Elsevier Ltd., 2000

Автори: Ивайло Драгомиров Долапчиев, доц. д-р, катедра "Обща електротехника", Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: ivailodo@tu-sofia.bg; Васил Тотев Гълъбов, доц. д-р, катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail adress: vtg@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Иван Костов

РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА МАГНИТНАТА ИНДУКЦИЯ В ДВУСКОРОСТНИ ИНДУКЦИОННИ ДВИГАТЕЛИ С КОНИЧЕН МАГНИТОПРОВОД

Георги Тодоров, Димитър Жечев

Резюме: Разработен е аналитичен модел, в който с итерационна процедура се определя неравномерното разпределение на магнитния поток по дължината на коничен магнетопровод. С модела са изчислени и анализирани магнитните натоварвания във всички зони от магнитната верига на двускоростни конусни индукционни двигатели. Показано е, че неравномерното разпределение на потока влияе най-силно върху стойностите на магнитните индукции в яремите на статора и ротора, където има предпоставки за получаване на силно наситени участъци.

Ключови думи: двускоростни индукционни двигатели, коничен магнетопровод, магнитна верига, магнитна индукция.

DISTRIBUTION OF THE MAGNETIC FLUX DENSITY IN DOUBLE-SPEED INDUCTION MOTORS WITH CONIC MAGNETIC CORE

George Todorov, Dimitar Jetchev

Abstract: Analytical model which uses iterative procedure for finding the uneven distribution of the magnetic flux along the length of the cone magnetic core has been developed. The magnetic loading in each cross section of the magnetic circuit in double-speed induction motors has been calculated with the aid of the analytical model. The analysis of the results shows that magnetic flux densities in stator and rotor yokes of the motor are the most influenced by the uneven distribution of the magnetic flux.

Key words: double-speed induction motors, cone magnetic core, magnetic circuit, magnetic flux density.

1. УВОД

Асинхронните двигатели с конични магнетопроводи, наричани конусни асинхронни двигатели, се различават от традиционните цилиндрични двигатели не само в конструкцията и усложнената технология на производство [1]. Променливите размери на напречната геометрия в аксиално направление са причина за неравномерно разпределение на магнитния поток по дължината на магнетопровода. Това води до нееднакви магнитни натоварвания в аксиално направления във всичките му участъци, като в някои от тях може да получи дълбоко наситяване. Коректното отчитане на тази особеност и точното определяне на стойностите на магнитната индукция във всички зони ще позволи да се изчислят достоверно параметрите и характеристиките на конусния двигател при проектирането

му. Пълно изследване на разпределението на магнитното поле и оценяване на натоварванията в отделните зони може да бъде направено с използване на специализиран софтуер за 3D моделиране и анализ. За да се реализира това е необходимо наличие на съответното техническо и програмно осигуряване, позволяващо точно описване и задаване на тримерната геометрия, което често ограничава приложението му при проектирането и конструирането на двигателите. В настоящата работа предлагаме анализ на разпределението на магнитните натоварвания базиран на изчисляване на плоско-паралелно електромагнитно поле в поредица от напречни сечения, които апроксимират коничния магнитопровод. За целта е разработен специален програмен пакет за електромагнитно изчисляване на конусни двигатели. Използван е базов математичен модел на цилиндричен асинхронен двигател, който е доказал коректността си при проектирането и изследването. В него са въведени поредица итерационни процедури за отчитане на променливата напречна геометрия при изчисляването на магнитната верига, параметрите и характеристиките. В същото време са взети необходимите мерки за недопускане на зацикляне на итерационните процедури или прекомерно увеличаване на времето за изчисление, без това да наруши точността на намиране на окончателното решение.

2. ИТЕРАЦИОННА ПРОЦЕДУРА ЗА ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА МАГНИТНАТА ВЕРИГА

За цилиндричните асинхронни двигатели електромагнитното поле може да се разглежда като плоско-паралелно и изследването му в едно напречно сечение е достатъчно за изчисляване на магнитната верига. По итерационна процедура се определят точните стойности на електродвижещото напрежение, магнитната индукция в отделните участъци, магнитодвижещото напрежение и намагнитващия ток, като това се прави за всяка точка от натоварването. При конусните двигатели размерите на напречното сечение не са еднакви и затова магнитопроводът с форма на пресечен конус се апроксимира със стъпаловидна фигура, съставена от m елементарни цилиндрични пакети с различен диаметър. Решаването на магнитната верига трябва да се направи за всеки от тези пакети, като се взема предвид обстоятелството, че магнитодвижещото напрежение (м.д.н.) на всички елементарни пакети е еднакво, тъй като се създава от една и съща намотка и един намагнитващ ток, но заради различните размери на напречната геометрия магнитният поток и електродвижещите им напрежения са различни, а е.д.н. E_1 за цялата намотка е сума от е.д.н. на отделните пакети. Това налага въвеждане на нов вътрешен итерационен цикъл, необходим за отчитане на преразпределението на магнитния поток в аксиално направление. Подходът за реализирането му е описан в модела за електромагнитно изчисление на конусен двигател [2]. Този подход гарантира сигурност на итерационен цикъл при оптимален разход на изчислително време.

На първата стъпка началната стойност на електродвижещото напрежение E_1 се разпределя равномерно между всички m пакета - $E_{1k} = \frac{E_1}{m}$. Правят се m изчисления на магнитните вериги за всеки пакет и се получават m стойности за м.д.н.

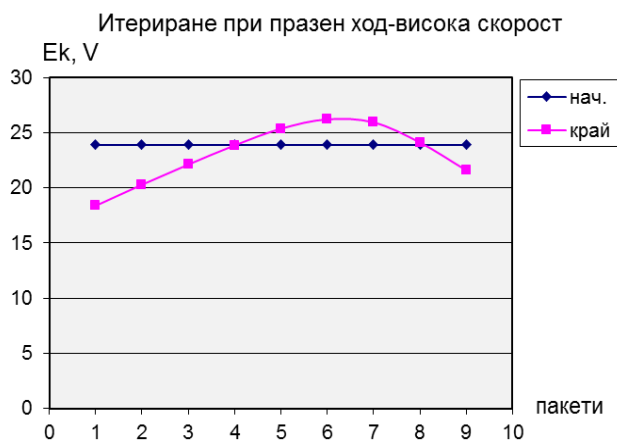
F_k . Тези стойности и техните разлики спрямо средната стойност $\Delta F_k \%$ са големи. При втора итерация се задават нови стойности на електродвижещите напрежения за пакетите, променени пропорционално на отклонението на съответното м.д.н. от средната стойност. В резултатите от нея се установява намаляване на разликите в новоизчислените стойности за м.д.н. F_k . Процедурата се повтаря на следващите итерации, като на всяка следваща се получава приближаване на резултатите към средната стойност. Нормално в рамките на 8-9 итерационни цикъла се постига изравняване на м.д.н. на отделните пакети в рамките на зададена точност (отклонение $\pm 1\%$). Приближаването към тези изравнени стойности е плавно, без прескачане и осцилиране около крайния резултат, при минимален брой на итерациите. Следват стъпките от външния итерационен цикъл за уточняване на стойността на E_1 .

3. АНАЛИЗ НА РАЗПРЕДЕЛЕНИЕТО НА МАГНИТНИТЕ НАТОВАРВАНИЯ

За илюстрация на последователността от стъпки при работата на итерационната процедура и резултатите от анализа на разпределението на магнитните натоварвания е използван пример на двускоростен конусен двигател 1,5/0,25 kW, 1500/375 min⁻¹. В табл.1 са показани стойностите от изчислението при празен ход за намотката с 4 полюса. При зададена начална стойност на $E_1=215$ V, на първа итерация тя е разпределена равномерно на 9 пакета по 23,89 V при което разликите в м.д.н. на отделните части от намотката ΔF_k са големи. След неголям брой итерации стойностите на магнитодвижещото напрежение са изравнени с точност под 0,3%.

Таблица 1

E=215 V		пакет	1	2	3	4	5	6	7	8	9
итерация 1	E_k		23,89	23,89	23,89	23,89	23,89	23,89	23,89	23,89	23,89
	F_k		2093,4	1582,7	1186,1	920,7	766,8	697,5	711,8	892,6	1264,9
	$\Delta F_k\%$		-86,2	-40,8	-5,52	18,1	31,8	38	36,7	20,6	-12,5
2	E_k		19,77	21,94	23,63	24,75	25,41	25,7	25,64	24,87	23,29
	F_k		1157,1	1186,1	1146,3	1044	929,1	865,1	886,5	1026,7	1172,8
	$\Delta F_k\%$		-10,6	-13,4	-9,6	0,2	11,2	17,3	15,2	1,8	-12,1
...							
6	E_k		19,06	20,99	22,87	24,67	26,23	27,09	26,82	24,9	22,36
	F_k		1033	1033,6	1034,2	1033,2	1030,8	1026,5	1028,4	1032,9	1034,6
	$\Delta F_k\%$		-0,1	-0,16	-0,22	-0,12	0,11	0,5	0,34	-0,1	-0,26
...
E=207,8 V		пакет	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	E_k		18,42	20,29	22,1	23,84	25,35	26,19	25,92	24,08	21,62
	F_k		930,4	923,9	919,5	918,6	918,8	917,5	919,2	916	926,3
	$\Delta F_k\%$		-1,01	-0,3	0,18	0,275	0,25	0,4	0,2	0,56	-0,56
2	E_k		18,37	20,28	22,11	23,85	25,36	26,21	25,93	24,11	21,59
	F_k		923,5	921,9	920,8	920,3	920	919,7	920,3	919,1	922,7
	$\Delta F_k\%$		-0,28	-0,11	0,01	0,07	0,1	0,13	0,07	0,2	-0,19



Фиг.1. Електродвижещо напрежение по дължината на намотката

На фиг.1 е показано електродвижещото напрежение в началото и след завършване на итерационния цикъл. Неравномерното му разпределение в отделните части на намотката се дължи на преразпределението на магнитния поток и съответно на индукцията във въздушната междина в аксиална посока. Преразпределението на магнитния поток зависи от намотъчните данни на двигателя и от съотношението на геометричните размери в различните участъци от напречното

сечение, което обуславя нееднаквото им насищане. Във всички случаи като резултат от променливите в аксиална посока напречно сечение и магнитен поток, магнитните натоварвания в отделните зони се променят. Характерът на изменението е различен не само при различните двигатели, а и при работата на двигателя с намотките за всяка от скоростите.

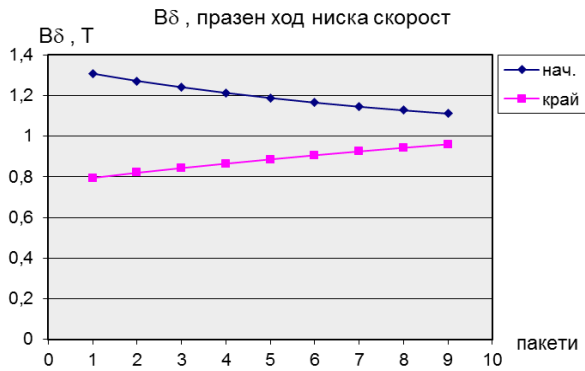
На фиг.2, фиг.4 и фиг.6 са показани зависимостите за разпределението в аксиална посока съответно на индукциите във въздушната междина, в зъбите и в яремите на статора и ротора на конусния двигател 1,5/0,25 kW при високата скорост на въртене (работа с $2p=4$). Същите зависимости за работа с намотката за $2p=16$ са представени на фиг.3, фиг.5 и фиг.7.

Тъй като размерите на статорните и роторните зъби се променят сравнително малко, изменението на индукцията в тях следва характера на изменение на индукцията във въздушната междина. Същевременно височината на яремите се променя значително – за конкретния двигател височината на статорния ярем намалява от 23,87 мм в единия край на магнитопровода (при пакет 1) до 11,22 мм в другия край (пакет 9), а височината на роторния ярем се увеличава от 7,68 мм до 20,32 мм. Това води до много големи разлики в магнитните натоварвания по дължината на яремите и създаване на предпоставки за получаване на зони с дълбоко насищане.

За анализирания двигател големи натоварвания се получават при работа на висока скорост - в лявата част от роторния ярем индукциите достигат стойности над 2 T, а в статорния ярем такива големи стойности има в противоположния край на магнитопровода.

При работа с многополюсната намотка (за ниска скорост) магнитният поток в яремите е малък и дори най-натоварените сечения от яремите имат ниски стойности на магнитната индукция.

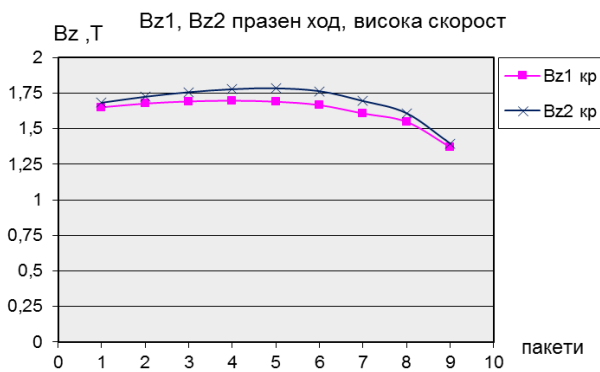
На фиг.8÷фиг.13 са илюстрирани резултати от анализ на конусен двигател с мощност 3/0,55 kW и скорости $1500/375 \text{ min}^{-1}$, при който разпределението на магнитните натоварвания в аксиално направление показва по-различни резултати за най-натоварените участъци.



Фиг.2. Индукция във въздушната междина по дължината на магнитпровода при високата скорост



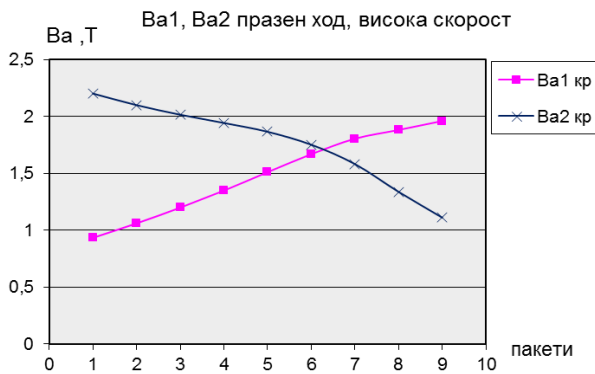
Фиг.3. Индукция във въздушната междина по дължината на магнитпровода при ниската скорост



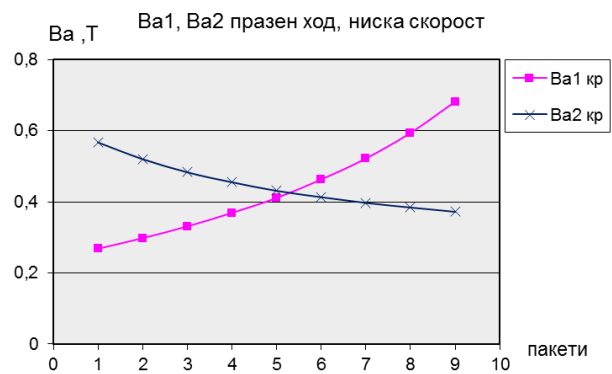
Фиг.4. Индукция в зъбите по дължина на магнитпровода при високата скорост



Фиг.5. Индукция в зъбите по дължина на магнитпровода при ниската скорост



Фиг.6. Индукция в яремите по дължина на магнитпровода при високата скорост



Фиг.7. Индукция в яремите по дължина на магнитпровода при ниската скорост

За този двигател при работа с намотката за $2p=4$ разпределението на магнитния поток в аксиална посока е силно неравномерно и то определя аналогично разпределение на индукциите в зъбните зони, докато при многополюсната намотка магнитното натоварване във въздушната междина и в зъбите е приблизително равномерно. И при двете скорости яремът на статора има силно наситени участъци.



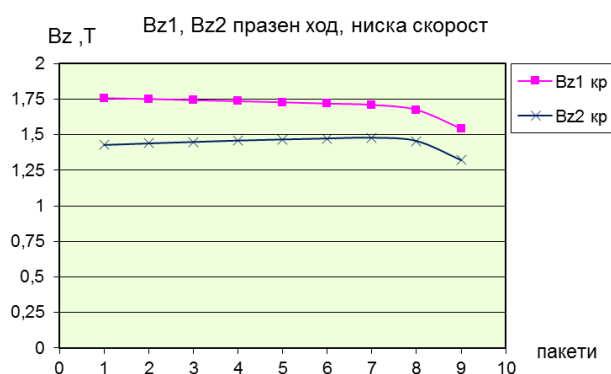
Фиг.8. Индукция във въздушната междина на двигател 3/0,55 kW при високата скорост



Фиг.9. Индукция във въздушната междина на двигател 3/0,55 kW при ниската скорост



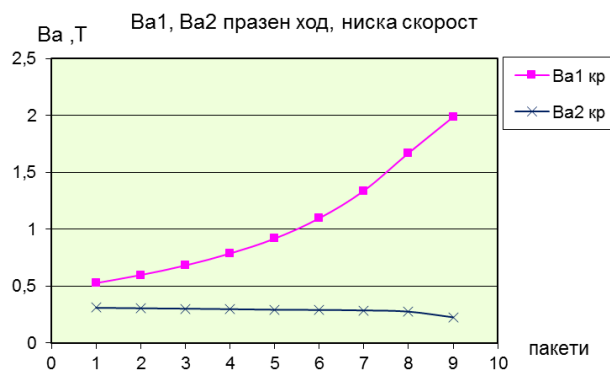
Фиг.10. Индукция в зъбите по дължина на магнитопровода на двигател 3/0,55 kW при високата скорост



Фиг.11. Индукция в зъбите по дължина на магнитопровода на двигател 3/0,55 kW при ниската скорост



Фиг.12. Индукция в яремите по дължина на магнитопровода на двигател 3/0,55 kW при високата скорост



Фиг.13. Индукция в яремите по дължина на магнитопровода на двигател 3/0,55 kW при ниската скорост

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Променливата геометрия на конусните индукционни двигатели е причина за силно неравномерно разпределение на магнитните натоварвания във всички участъци на магнитната верига в аксиално направление. Това създава предпос-

тавки за получаване на зони с много високи стойности на магнитната индукция, нарастване на загубите и локалните прегрявания. Най-характерно е то за яремите на двускоростните двигатели поради две причини - голямата разлика във височината на яремите на статора и ротора в двата края на магнитопровода и голямата разлика между стойностите на магнитния поток в ярема при работа с намотките за двете скорости. Предложеният аналитичен модел за електромагнитно изчисление отчита всички особености на магнитната верига на двигателя и определя коректно неравномерното разпределение на магнитния поток и магнитните индукции във всички сечения. Моделът е удобен за практическо използване при проектирането и дава възможност да се избегне получаването на зони с недопустими стойности на магнитните натоварвания.

ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Рачев, Д. Телферни електродвигатели, С., Техника, 1980.
- [2] Тодоров, Г., Д. Жечев. Електромагнитно моделиране и изчисление на конусни асинхронни двигатели. Годишник на Техническият университет – София, том 63, книга 5, 2013, 231-240, ISSN 1311-0829.
- [3] Жечев, Д. Методи, алгоритми и програмни продукти за електромагнитни изчисления на променливотокови машини и електрозадвижвания с асинхронни двигатели при честотно регулиране, Дисертация, ТУ-София, 1999.

Автори: Георги Тодоров, доц. д-р инж., катедра “Електрически машини”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: gto@tu-sofia.bg ; Димитър Жечев, доц. д-р инж., катедра “Електрически машини”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: jetch@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Адриан Иванов

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТ ЗА БРАЙЛОВ ЕКРАН С ПОДОБРЕНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Кръстьо Хинов, Йоско Балабозов, Иван Ячев

Резюме: Изследването има за цел да определи влиянието на допълнителните конструктивни промени в предходно изучаван електромагнит за Брайлов екран. Причината, поради която се правят тези промени, е да се постигне допълнителна икономия на енергия и да се осигури по-лесно асемблиране на модула.

Ключови думи: поляризиран електромагнит, постоянни магнити, задвижваща сила, метод с крайни елементи, Брайлов екран.

STUDYING OF ELECTROMAGNETIC ACTUATOR WITH IMPROVED CHARACTERISTICS FOR BRAILLE SCREEN

Krastyo Hinov, Iosko Balabozov, Ivan Yatchev

Abstract: The study aims to determine the impact of additional construction changes in previously studied, electromagnetic actuator for Braille screen. The reason that the changes are made is to achieve additional energy saving and to ensure easy assembly of the module.

Keywords: Polarized electromagnetic actuator, permanent magnets, driving force, finite element method, Braille screen.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

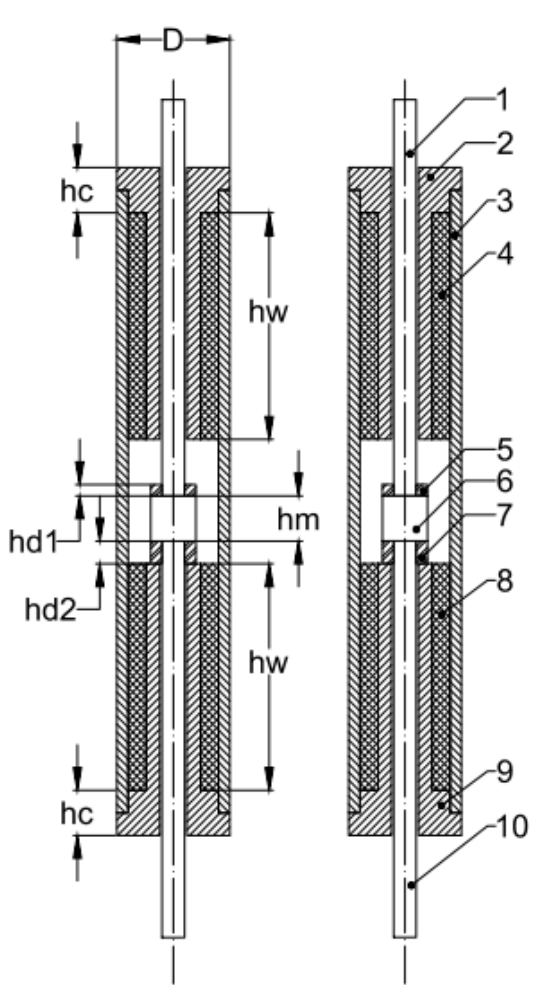
Брайловият дисплей е електромеханично устройство, чрез което се визуализират Брайлови символи. При така наречените „многоредови“ Брайлови дисплеи (Брайлови екрани) е възможно също така да се визуализира и графична информация. Типични примери за такива устройства и технологии, използвани при създаването им са дадени в [1-5]. Обикновено информацията се предоставя с помощта на заоблени повдигащи се пинове, които имат две основни положения долно (неактивно) и горно (активно). Съществуват и екрани, чрез които може да се предоставя 3D информация [6-9]. При тях пиновете (иглите) имат повече от две устойчиви състояния.

Изследването е продължение на няколко предишни работи [10-13], в които е разработена и оптимизирана нова конструкция на електромагнит за приложение в Брайлов екран. За тази конструкция са направени редица компютърни изследвания, както и реални експерименти с прототипи. Резултатите от тях доказват

работоспособността на модула при използването му в посоченото приложение. Настоящата разработка има за цел чрез допълнителни конструктивни промени да допринесе за допълнителна икономия на енергия и за осигуряване на по-лесно асемблиране на модула без това да окаже влияние върху силата на задържане в крайно горно положение.

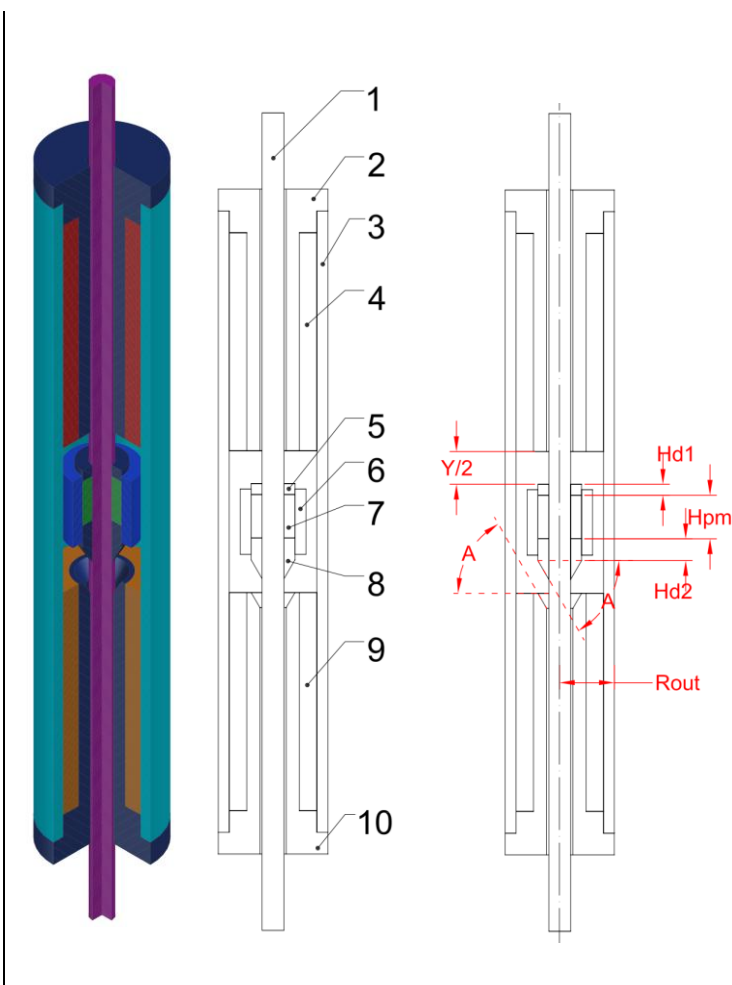
2. ИЗСЛЕДВАН ЕЛЕКТРОМАГНИТ

Едно от най-важните изисквания към всички съвременни устройства е тяхната енергийна ефективност. В избраната конструкция това се постига чрез използване на постоянен магнит, благодарение на което електроенергия е необходима само по времето на превключване на подвижната част.



Фиг.1. Конструкция на електромагнита от [13].

(1 и 10 – оси; 2 и 9 – магнитопроводи; 3 – външен магнитопровод; 4 и 8 – управляващи намотки; 5 – горна феромагнитна шайба; 7 – долна феромагнитна шайба; 6 – постоянен магнит; hc – височина на магнитопроводите; hd1, hd2 – височини съответно на горната и на долната феромагнитни шайби; hm – височина на постоянния магнит; hw – височина на управляващите намотки)



Фиг.2. Конструкция на изследвания електромагнит.

(1 - подвижна ос; 2 - горно ядро; 3 - корпус; 4 - горна намотка; 5 - горен феромагнитен диск; 6 - пръстен; 7 - постоянен магнит; 8 - долен феромагнитен диск; 9 - долна намотка; 10 - долно ядро; Hd1, Hd2 – височини съответно на горната и на долната феромагнитни шайби; Hpm – височина на постоянния магнит; Y – свободен ход; A – ъгъл, който варира; Rout – външен радиус)

На фиг.1 е показана конструкцията на предходно изследван електромагнит [13], а на фиг.2 – модифицираната конструкция, за която в настоящата разработка са направени компютърни изследвания за определяне на характеристиките ѝ.

Изследваната конструкция, показана на фиг.2, се състои от подвижна част съставена от елементи 1 - немагнитна ос, 5 и 8 - феромагнитен диск, 6 - немагнитен пръстен и 7 - постоянен магнит. Магнитопроводът е съставен от елементи 2 - горно ядро, 3 - корпус и 10 - долно ядро. Управляващите намотки са позиции 4 и 9.

Преместването от долно в горно положение и обратно се осъществява чрез електрически импулси, подавани на управляващите намотки.

Задържането на котвата в крайните положения (горно и долно) е чрез постоянния магнит и не изисква намотките да са запазени.

Основните разлики между предходно изследваната конструкция, показана на фиг.1 и настоящата конструкция - фиг.2 са:

- използван е постоянен магнит с отвор вместо плътен;
- подвижната ос е една цяла вместо по една за всяка страна;
- ъгълът между долната шайба и полюса се изменя от 0 до 60°.

Чрез допълнителните конструктивни промени, като промяна на ъгъл "А" (α_{down}) на долния феромагнитен диск, се постига допълнително пестене на енергия без това да променя задържащата сила в крайно горно положение.

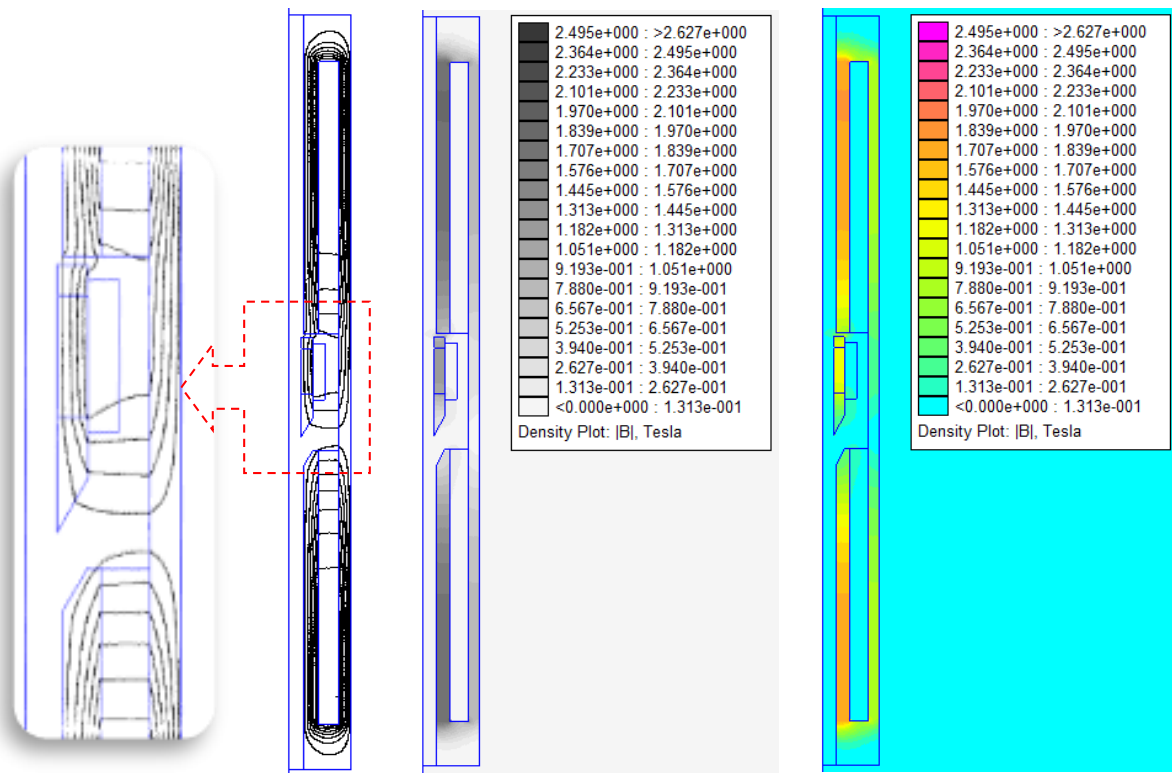
Освен това някои от промените, като използването на постоянен магнит с отвор и цяла ос, прави подвижната част лесна за изпълнение и конструктивно устойчива.

3. МОДЕЛИРАНЕ ЧРЕЗ МЕТОДА С КРАЙНИ ЕЛЕМЕНТИ

За провеждането на компютърните изследвания на електромагнитния модул е използван методът с крайни елементи и софтуера FEMM 4.2 [14]. Заедно с това е разработен алгоритъм с помощта на езика Lua Script®, чрез който се реализира автоматизиране и ускоряване на процеса.

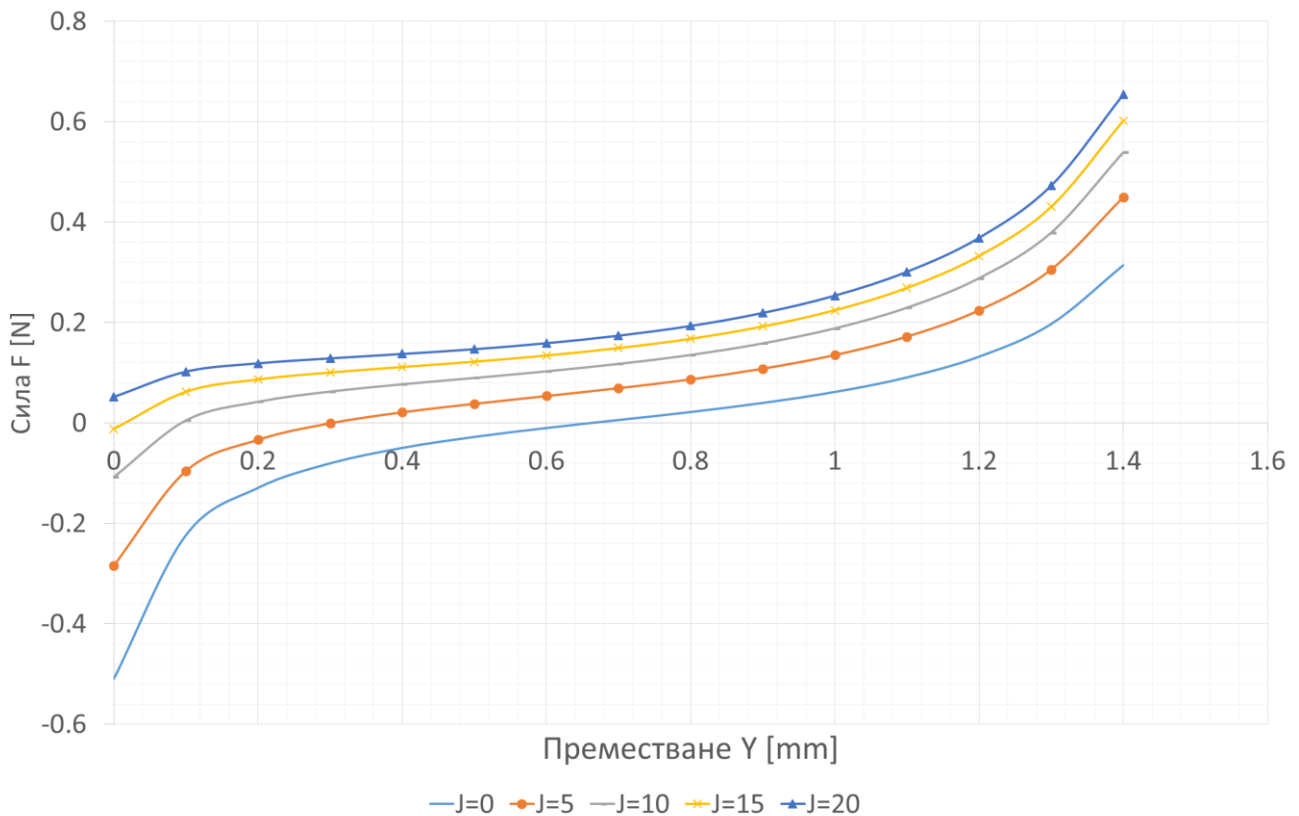
Определянето на електромагнитната сила се осъществява с тензор на напреженията на Максвел за изчисляване на силата и разработения за целта алгоритъм. Определени са характеристиките $F = \varphi(Y)$, където Y е максималният ход на котвата, а F – силата на тръгване от крайно долно положение на котвата. Изследванията са направени за пет различни токови плътности (0, 5, 10, 15, 20 A/mm²) в намотките и за седем различни ъгъла (0, 10, 20, 30, 40, 50 и 60°) на долната шайба, и за всички възможни комбинации между тях.

Така направените симулации генерират голямо количество данни, от които са построени характеристиките сила-ход при различни комбинации на гореизброените параметри. На фиг.3 е дадено типично разпределение на силовите линии при един от вариантите.

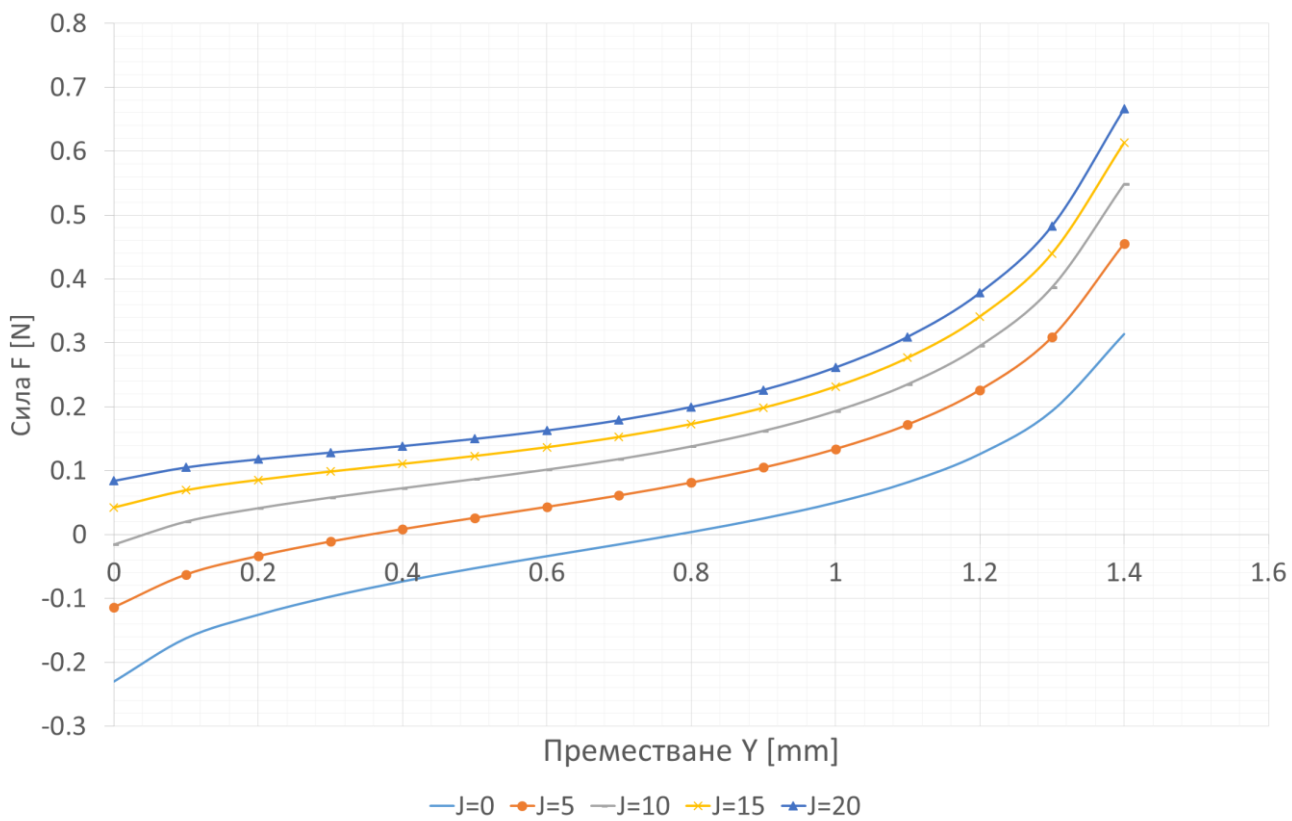


Фиг.3. Разпределение на силовите линии на магнитното поле.

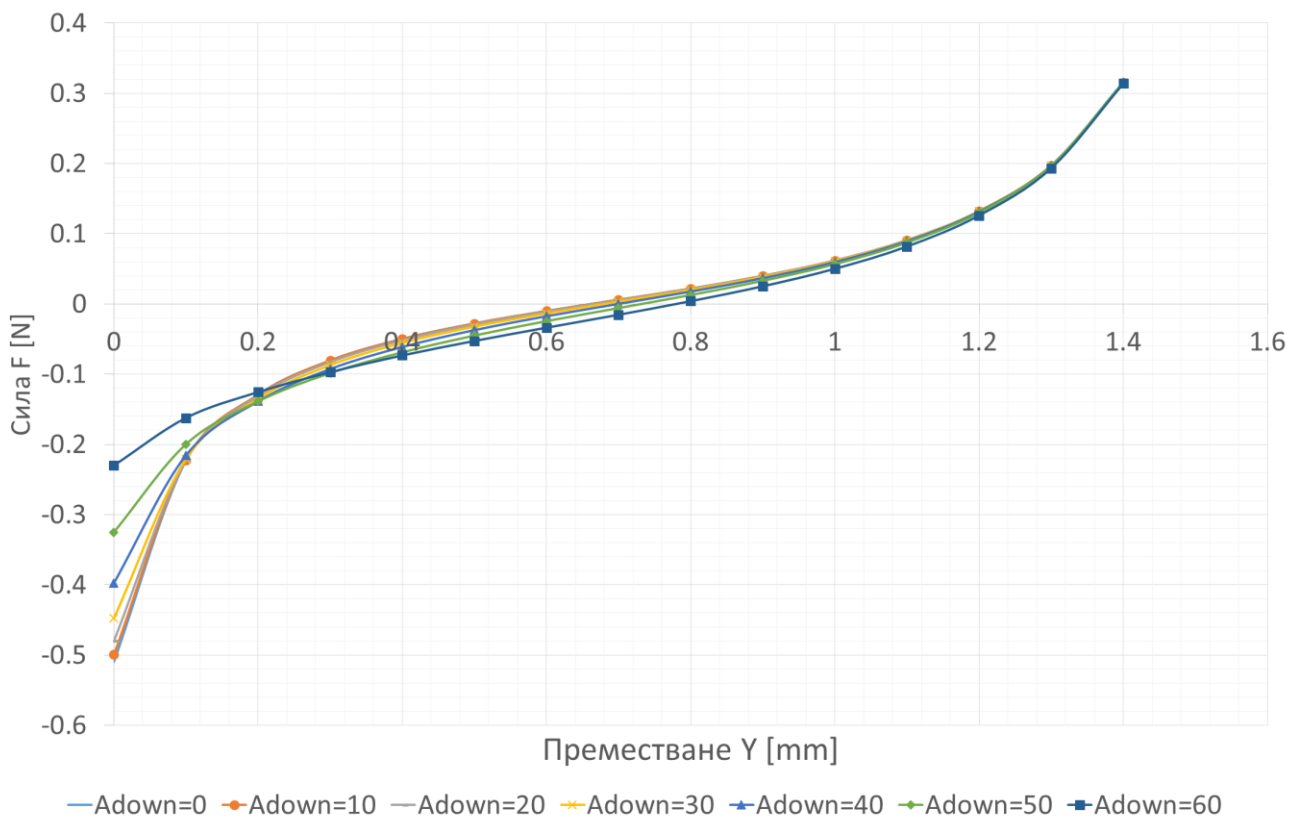
На фиг.4÷фиг.7 са показани част от получените резултати от направените компютърни симулации за характеристиките сила-ход за изследвания електромагнитен модул. Показаните резултати са при стойности на токовата плътност в намотките от 0 до 20 A/mm² и за различни ъгли α_{down} между долната шайба и полюса.



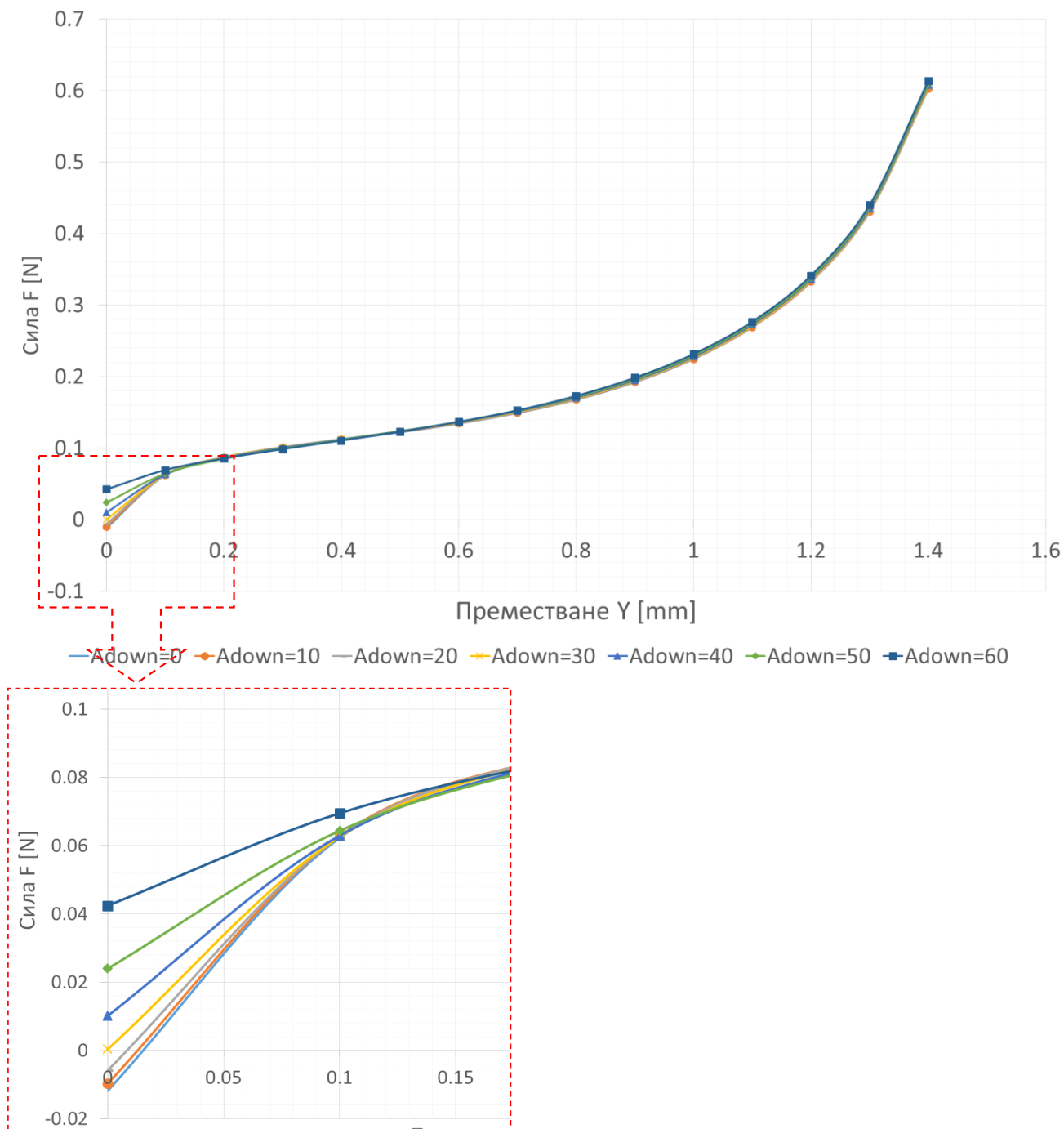
Фиг.4. Характеристики сила-ход при ъгъл $\alpha_{down}=0^\circ$ и токова плътност J=0; 5; 10; 15 и 20 A/mm².



Фиг.5. Характеристики сила-ход при ъгъл $\alpha_{down} = 60^\circ$ и токова плътност $J=0; 5; 10; 15$ и 20 A/mm^2 .



Фиг.6. Характеристики сила-ход при ъгъл $\alpha_{down} = 0^\circ; 10^\circ; 20^\circ; 30^\circ; 40^\circ; 50^\circ$ и 60° и токова плътност $J=0 \text{ A/mm}^2$.



Фиг.7. Характеристики сила-ход при ъгъл $\alpha_{\text{down}} = 0^\circ; 10^\circ; 20^\circ; 30^\circ; 40^\circ; 50^\circ$ и 60° и токова плътност $J=15 \text{ A/mm}^2$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Увеличаването на ъгъла на полюса намалява силата на задържане.

Това позволява да се намали силата на задържане в долно положение, което води до значително намаляване на разхода на електроенергия за превключване от долно в горно положение.

При вариантите с ъгъл на полюса 60° се постига линеаризиране на по-голяма част от характеристиката сила-ход. Освен това се постига значителна сила на тръгване, което гарантира сигурната работа на модула.

При някои варианти (с ъгъл на полюса под 40°) силата на тръгване има отрицателна стойност, поради което те трябва да се избягват.

Направените изследвания и получените резултати при използването на полюс с ъгъл 60° показват, че е налице възможност за намаляване на консумирана енергия с около 12-15%.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] As Cho H., *Development of a Braille Display Using Piezoelectric Linear Motor*, SICE-ICASE International Joint Conference, 2006, pp. 1917-1921
- [2] Agam Ch. A., *Design of Hardware for the Operation of a Braille Teaching Device*, McMaster University, Department of Electrical and Computer Engineering, 2010
- [3] Bar-Cohen Y., *Electroactive polymers for refreshable Braille displays*, SPIE (International society for optics and photonics technology), 2009
- [4] Baskaran S., S. Thiruvannamalai, *The Fabrication of a New Actuator Based on the Flexoelectric Effect*, COMSOL Conference, Boston, 2009
- [5] Benali-Khoudja M., M. Hafez, A. Kheddar, *An electromagnetic integrated tactile display*, Science Direct - Displays 28, 2007, pp. 133–144
- [6] Kawai Y., F. Tomita, *Interactive tactile display system – A support system for the visually disabled to recognize 3D objects*, ASSETS'96, 1996, pp. 45-50
- [7] Kawai Y., N. Ohnishi, N. Sugie, *A support system for the blind to recognize a diagram*, Systems and Computers in Japan, vol. 21, No. 7, 1990, pp.75-85
- [8] Lewis D., *Three-dimensional visualization display device*, Thesis for the award of degree of Master of Science, University of Florida, 2004
- [9] Shinohara M., Y. Shimizu, A. Mochizuki, *Three-dimensional tactile display for the blind*, IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering, vol. 6, No. 3, 1998, pp. 249-256
- [10] Yatchev I. et al., *Finite element modelling of electromagnets for Braille screen*, Proceedings of PES 2011 Conference, Nis, Serbia, 2011
- [11] Yatchev I. et al., *Static force characteristics of electromagnetic actuators for Braille screen*, Facta Universitatis, Ser.: Elec. Energ. vol. 24, no. 2, August 2011, pp. 157-167
- [12] Yatchev I. et al., *Force characteristics of an electromagnetic actuator for Braille screen*, Proceedings of XIII International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems ELMA 2011, 21-22 October 2011, Varna, pp. 338-341

[13] Хинов К. и кол., *Изследване влиянието на някои геометрични фактори върху характеристиките на поляризиран изпълнителен електромагнит за Брайлов екран*, IV научна конференция ЕФ 2012, България, Созопол, 28.09 - 01.10 2012, т. 2, сс. 405-411

[14] Meeker D., *FEMM 4.2 Magnetostatic Tutorial*, User's Manual, 2006

Автори: Кръстьо Хинов, доцент д-р инж., катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: k_hinov@tu-sofia.bg; Йоско Балабозов, маг. инж., E-mail adress: i.balabozov@gmail.com; Иван Ячев, професор д-р инж., катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: yatchev@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: проф. д-р инж. Илиана Маринова

ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ НА ОГРАНИЧИТЕЛ НА ТОК НА КЪСО СЪЕДИНЕНИЕ

Николай Караджов, Диньо Костов, Георги Ганев, Кръстьо Хинов

Резюме: В доклада е представена класификация на ограничители на ток на късо съединение. Сравнени са различни конструкции на индуктивни ограничители на ток на късо съединение. Представени са зависимости на основни конструктивни параметри и магнетоелектрични величини. Проведено е симулационно изследване чрез МКЕ на разглежданата конструкция индуктивен ограничител на ток и са анализирани получените резултати.

Ключови думи: индуктивен ограничител на ток на късо съединение, метод на крайни елементи.

FAULT CURRENT LIMITER BASIC PARAMETERS CALCULATION

Nikolai Karadzhov, Dinyo Kostov, Krastjo Hinov, Georgi Ganev

Abstract: A fault current limiters classification has been presented in this paper. The different constructions of inductive type fault current limiters are compared. Some relationships of electromagnetic parameters versus basic constructive dimensions are presented. Using the FEM a simulation investigation of studying construction of inductive type limiter has been made and the results are analyzed.

Keywords: inductive type fault current limiter, finite element method

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Максималната стойност на тока на късо съединение (к.с.) е един от най-важните оразмерителни параметри, определящ габаритите и цената на електросъоръженията. Ограничаването на токовете на к.с. води както до намаляване на максималните токове на к.с. за част от съществуващата апаратурата като трансформатори, електропроводи, прекъсвачи и шини, така и до подобряване на устойчивостта на системата и на някои от показателите за качеството на електрическата енергия. Проблемът свързан с ограничаването на тока на к.с. е особено характерен за вътрешнозаводските мрежи средно напрежение (Ср.Н) използващи напрежение 6kV.

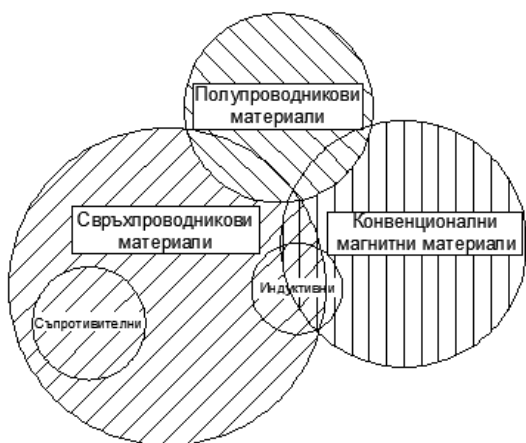
Понастоящем, ограничаването на тока на к.с. в електрическата система става или чрез използване на предпазители, на прекъсвачи, на въздушни реактори или трансформатори с повишено разсейване или чрез промяна в конфигурацията на мрежата. През последните години усилено се разработват нови алтернативни устройства. Особено място сред тях заемат т.нар. ограничители на ток на късо съединение (ОТкс). Те са предназначени, чрез промяна на импеданса на

мрежата, да ограничават ударния и трайния ток на к.с. до стойности които не предизвикват значително термично и електродинамично натоварване на електро-съоръженията.

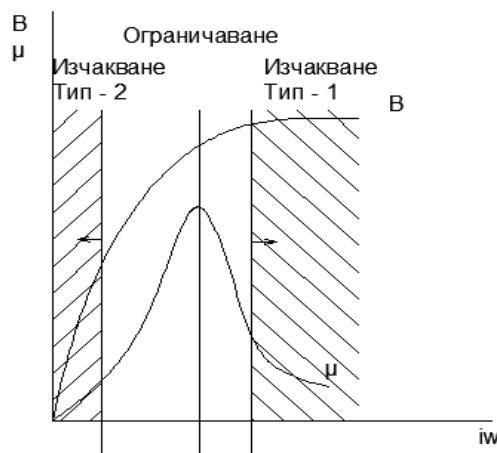
В разработката се разглежда ограничител на ток на к.с. изработен от конвенционални материали - със стоманен магнитопровод и две бобини (работна и управляваща). Накратко е представена инженерна методика за изчисляване на параметрите на т.нар. ”индуктивен” ОТкс и симулационен модел реализиран с използването на метода с крайните елементи (МКЕ).

2. ИЗВЕСТНИ РЕШЕНИЯ

Голямо е разнообразието на проучваните и на изпитваните ОТкс. Това създава проблеми за ясно определяне на граница между един и друг вид. Съществуват различни класификации. Според [4] ОТкс се разделят в зависимост от използваните материали на три групи – ОТкс изработени от конвенционални магнитни материали; ОТкс използващи свръх-проводящи материали и хибридни ОТкс съдържащи полупроводникови ключове.



Фиг.1.



Фиг.2.

В зависимост от това какъв е характерът на преобладаващия импеданс, ОТкс могат да бъдат индуктивни (с насищаш се магнитопровод) или съпротивителни. Особено място заемат полупроводниковите ОТкс – при тях се използват нелинейни индуктивности или съпротивления и мощни полупроводникови елементи осигуряващи подходящ режим на работа на устройството.

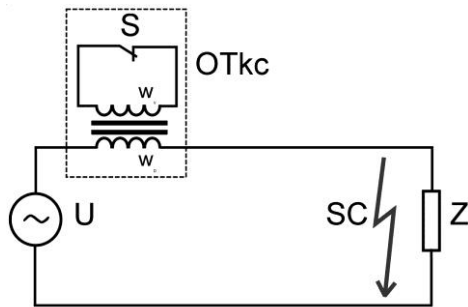
Взаимовръзката между отделните конструкции и принцип на действие е показана на фиг.1. За всеки един от посочените видове ОТкс са присъщи едни или други предимства или недостатъци [3, 4, 5].

В зависимост от разположението на работната точка върху кривата на намагнитване в режим на изчакване, ОТкс са два вида (фиг.2). При първия вид, чрез допълнителна подмагнитваща постояннотокова намотка, която поддържа магнитопровода наситен, работната точка в режим на изчакване е в зона 1. В режим на ограничаване работната точка се премества в точката на ограничаване, където магнитната проницаемост е най-голяма. При втория вид ограничители поради наличието на управляваща намотка свързана накъсо, работната точка в режим на изчакване се намира в зона 2. При отваряне на управляващата намотка работната точка се измества в точката на ограничаване.

3. ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ НА ИНДУКТИВЕН ОТКС

3.1. Принцип на действие

Работната намотка на ОТкс се включва последователно на товара (фиг.3). Чрез комутатора S управляващата намотка е дадена на късо, магнитната система не е наситена, а реактансът на работната намотка е сравнително малък. При възникване на к.с. през работната намотка проти-



Фиг.3.

ча на токът на к.с., комутаторът S прекъсва контура на управляващата намотка, протичащият през работната намотка свръхток създава магнитен поток затварящ се през магнитопровода, реактансът на работната намотка се увеличава и ограничава протичащият ток на к.с. до приемливи стойности.

В съответствие със закона за пълния ток приложен към магнитна верига с произволна форма, еквивалентната индуктивност на намотката създаваща магнитния поток е:

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{w_1^2 S_a}{l_a + \delta \mu_r} \quad (1)$$

където: S_a е сечението на магнитопровода; l_a – средната дължина на магнитната силова линия; δ – въздушната междина; μ_0 – магнитната проницаемост на вакуум; μ_r – специфичната магнитна проницаемост на средата;

Изменението на еквивалентният реактанс на ОТкс става чрез промяна на специфичната магнитна проницаемост на магнитната система.

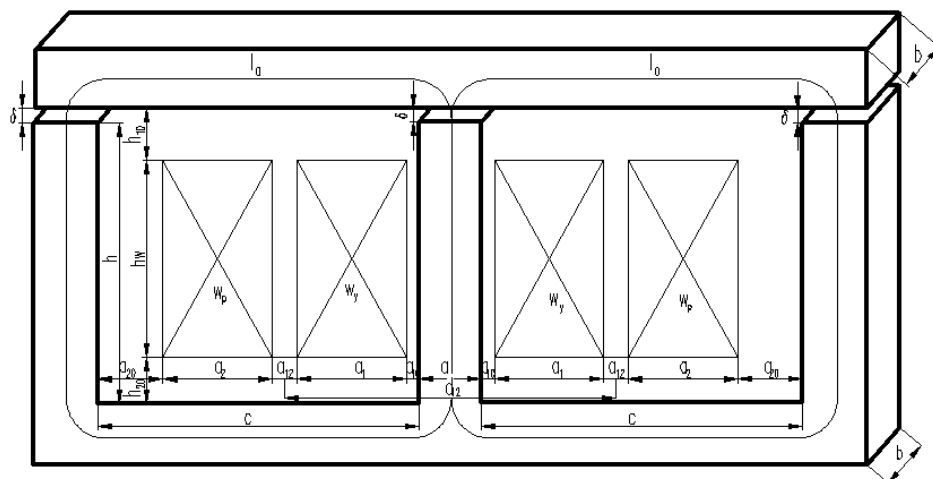
3.2. Алгоритъм за изчисляване на ОТкс

Параметрите, които са определящи за конструкцията на ОТкс [3] са:

- а/ обявени параметри на мрежата – напрежение $U_{ном}$, ток $I_{ном}$;
- б/ параметри на късо съединение (к.с.) на мрежата – остатъчно напрежение на мрежата при к.с. $U_{кc}$, траен ток на к.с. $I_{кc}$;
- в/ параметри на ОТкс - еквивалентен импеданс в режим на изчакване $Z_{изч}$, еквивалентен импеданс в режим на ограничаване Z_o , коефициент на ограничаване - $K_{огр} = Z_o / Z_{изч}$; параметри на комутиращия ключ – $U_S, I_S, t_{S,вкл}, t_{S,изкл}$.

При изчисляването на ОТкс трябва да се определят конструктивните и електрическите параметри - брой на навивки на работната (w_p) и на управляващата (w_y) намотка; сечение на магнитопровода (S_a); дължина на магнитната силова линия без въздушните междини (l_a) въздушните междини (δ), височина (h_w) и сечения на намотките (a_1 и a_2) и др. Изолационните разстояния (a_{10}, a_{12}, a_{20} и др.) се определят от максималните напрежения, прилагани към намотките. На фиг.4 са дадени основните конструктивни параметри на ОТкс. Приема се, че двете намотки – работната и управляващата, имат една и съща височина.

Целта на прилаганата изчислителна процедура е да се определят посочените параметри така, коефициентът на ограничаване $K_{огр}$ да има зададената стойност.



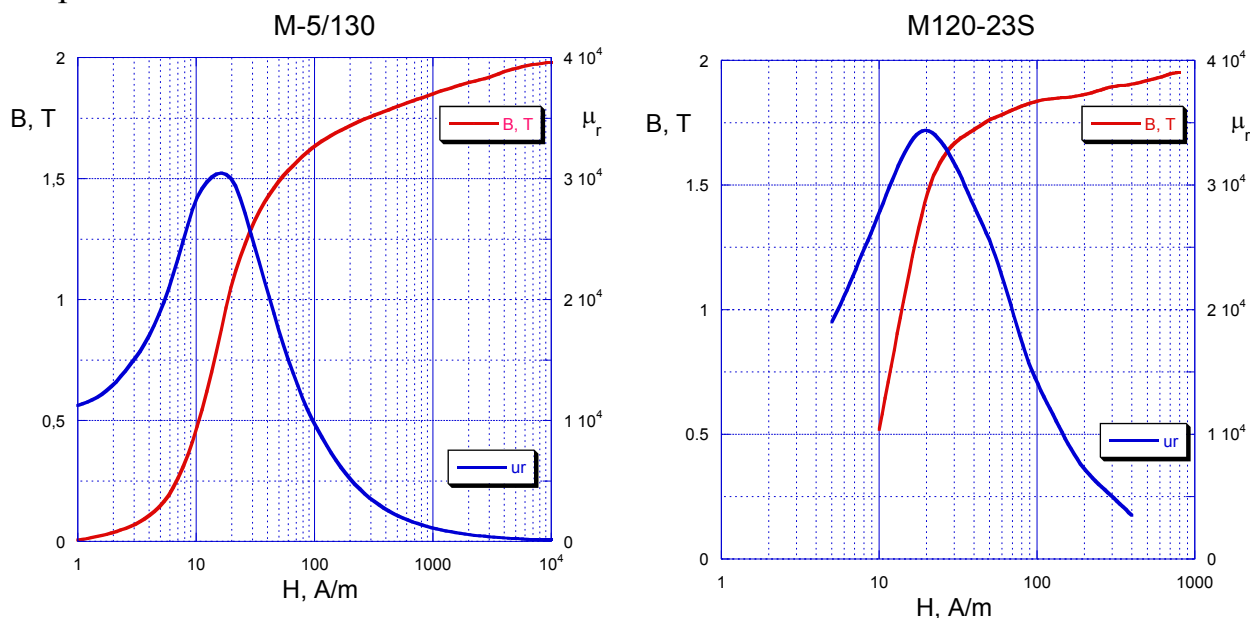
Фиг.4.

3.3. Основни зависимости, използвани при изчисляване на ОТКс

Избира се броя навивки на работната намотка w_p и се определя сечението на ядрото на магнитопровода S_a в режим на ограничаване:

$$S_a = \frac{U_{kc}}{4,44 f w_p B_0} \quad (2)$$

Максималната стойност на магнитната индукция при режим на ограничаване се избира така, че специфичната магнитна проницаемост μ_r да има максимална стойност (зависи от характеристиките на използваната електротехническа стомана). На фиг. 6 са сравнени характеристиките $\mu_r(H)$ и $B(H)$ на два типа стомани на различни производители; загубите в стоманата и в намотките се пренебрегват.



Фиг.5. Характеристики $B(H)$ и $\mu_r(H)$ на стомани M5/130[7] и M120-23S[8]

Средната дължината на магнитните силови линии е:

$$(l_a + \mu_r \delta) = 2,55 I_{kc} \frac{\mu_0 \mu_r w_p}{B_0} \quad (3)$$

Индуктивността на ОТкс в режим на ограничаване е:

$$L_0 = \mu_0 \mu_r \frac{w_p^2 S_a}{l_a \left(1 + \mu_r \frac{\delta}{l_a} \right)} \quad (4)$$

където S_a е площта на сечението на магнитопровода. Индуктивността на ОТкс в режим на изчакване е:

$$L_{изч} = \mu_0 w_p^2 \left(\frac{k_p}{h_w} \right) S_{эф} \quad (5)$$

където $S_{эф}$ е ефективната площ на намотките, зацепени с магнитния поток в режим на ограничаване. Равна е на:

$$S_{эф} = \pi \left[\left(d_{12} + \frac{a_2 - a_1}{3} \right) \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) + \frac{a_2^2 - a_1^2}{2 \cdot 3^2} \right] \quad (6)$$

Където: k_p - коефициентът на Роговски, h_w – височината на намотките.

$$k_p = 1 - \frac{a_1 + a_2 + a_{12}}{\pi \cdot h_w} \quad (7)$$

Освен тези основни параметри на ОТкс, се определят параметрите на управляващата намотка, сеченията на проводниците на двете намотки и геометричните размери на намотките; определят се загубите в работната и в управляващата намотки и температурата им в режим на изчакване и в режим на ограничаване, определят се термичната и електродинамичната им устойчивост.

На фиг.6 е представен обобщен алгоритъм на провежданите изчисления. Алгоритъмът за пресмятане е рекурсивен и се изпълнява чрез последователно задаване на стойности и проверка на зададените условия - $L_{изч, зад}$ и коефициента на ограничаване $K_{огр, зад}$.

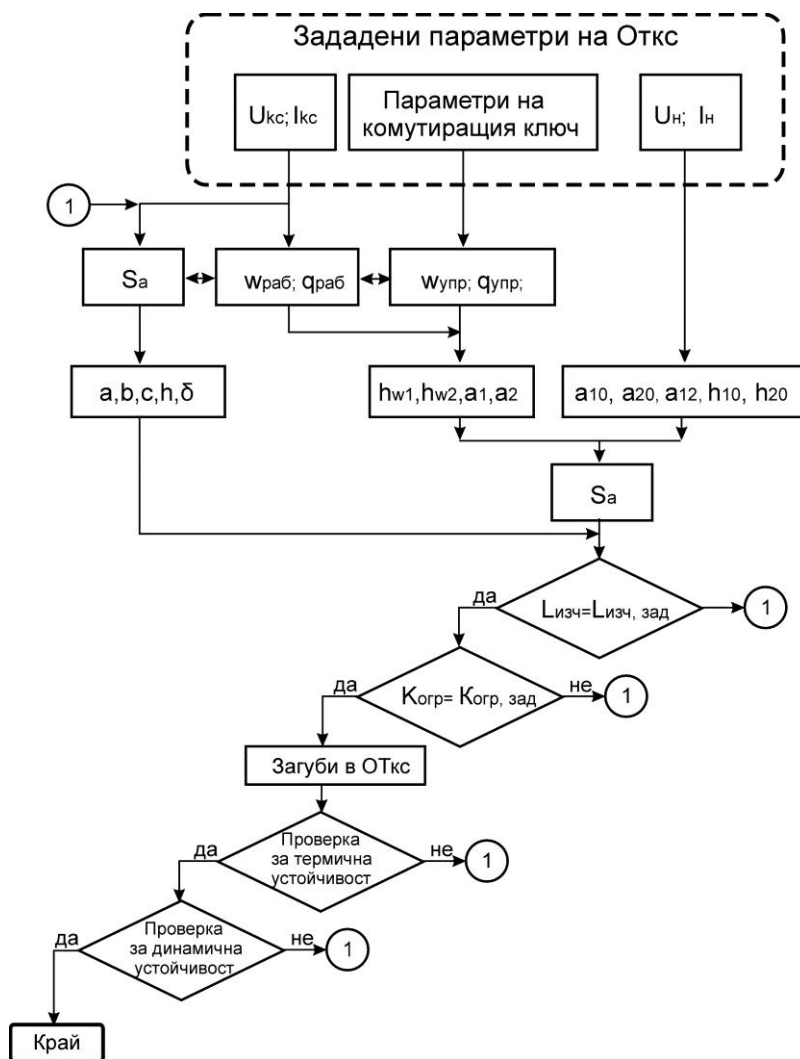
Основният параметър по който се оценява ефективността на ОТкс е коефициента на ограничаване $K_{огр}$ представян във вида:

$$K_{огр} = \frac{1}{1 + \mu_r \frac{\delta}{l_a}} \cdot \frac{S_a}{\left(\frac{k_p}{h_w} \right) S_{эф}} \quad (8)$$

3.4. Допълнителни съображения при определянето на конструируните параметри на ОТкс

От (8) следва, че коефициентът на ограничаване $K_{огр}$ може да достигне максимална стойност при подходящ избор на активното сечение на магнитопровода S_a и на въздушната междина δ , при подходящи параметри на намотките определящи съответно ефективното сечение $S_{эф}$ и височината на намотките h_w .

Тези параметри са взаимосвързани и тяхното влияние върху изменението на индуктивността на ОТкс в режим на изчакване $L_{изч}$ не е еднозначно. Затова определянето на основните магнитеелектрични и конструктивни параметри на ОТкс може да стане чрез прилагане на итерационна процедура.



Фиг.6. Алгоритъм за определяне на основните параметри на ОТкс

4. АНАЛИЗ НА ПОЛУЧЕНИТЕ РЕЗУЛТАТИ

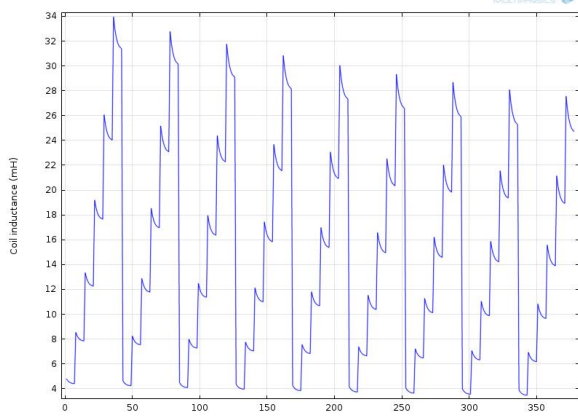
Представения на фиг.4 лабораторен модел на ОТкс има параметри: $U_{ном}=100V$, $I_{ном}=0,35A$, $I_{кc}=3,5A$, $w_p=150$, $w_y=15$, $l_0=0,444m$, $a=0,03m$, $b=0,05m$, $c=0,06m$, $h_w=0,095m$, $a_1=0,004m$, $a_2=0,018m$, $a_{10}=0,003m$, $a_{12}=0,001m$, а общата въздушна междина е $\delta=0,001m$.

На фиг.7 и на фиг.8 са представени изчислените стойности за индуктивностите в режим на ограничаване $L_{огр}$ и в режим на изчакване $L_{изч}$.

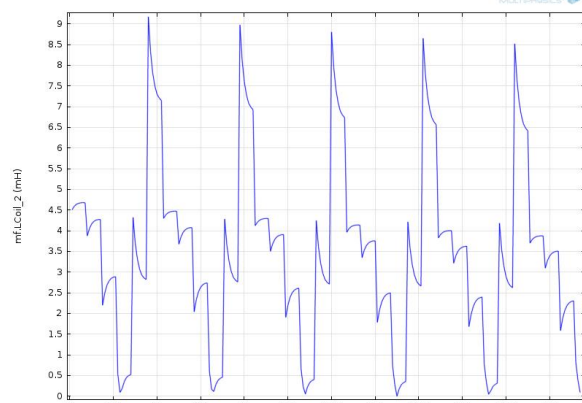
Стойностите са определени чрез последователна промяна на въздушната междина δ , на броя на навивките на работната намотка w_p , на дължината на яремите c , при неизменна височина на прозореца.

По абсцисната на двете фигури е нанесен условния номер на изчислителния вариант.

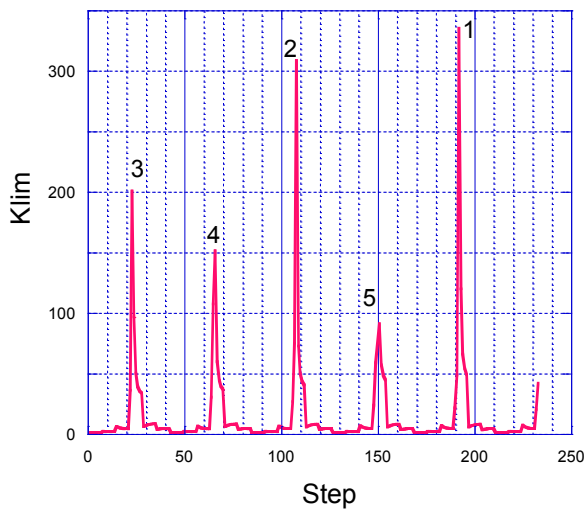
На фиг.9 е дадено изменението на коефициента на ограничаване $K_{огр}$ при изменение на посочените параметри. За зададената област на изменение на трите параметъра, максималният коефициент на ограничаване се получава при: въздушна междина $\delta=4mm$, $w_p=150$ и дължина на яремите $190mm$ (означен е с 1 на фиг.9).



Фиг.7.



Фиг.8.



Фиг.9.

За получените екстремуми са определени и разпределенията на магнитните индукции в двата режима – ограничаване и изчакване. Резултатите са представени в табл.1. За сравнение, в табл.1 са дадени измерени стойности за средната магнитна индукция (означени със *) и за еквивалентната индуктивност в двата режима за реалния лабораторен модел [6].

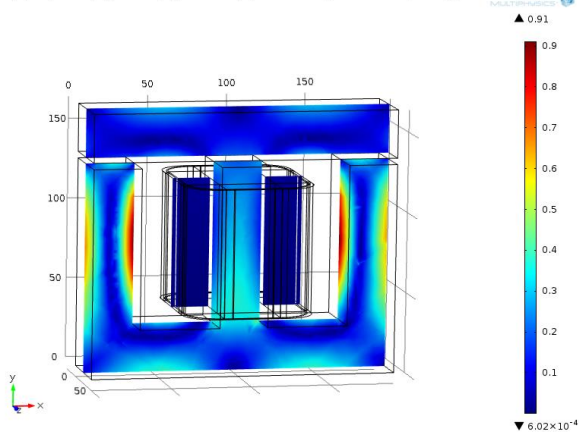
От табл.1 и от анализа на получените симулационни модели

(фиг.10 и фиг.11) следва, че в режим на изчакване максималните стойности на магнитната индукция са по-високи отколкото тези в режим на изчакване с около 25%. Тези високи стойности на B_{max} възникват само в част от яремите. За останалите части от магнитопровода в режим на изчакване магнитният поток е по-малък.

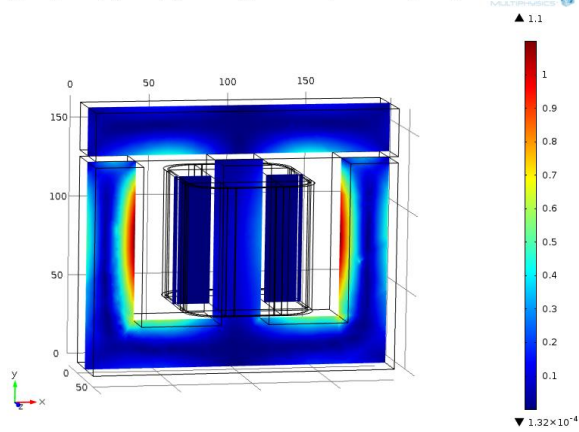
Таблица.1

Режим	Парам.	Измерени стойности [7]	Изчислени стойности локални максимуми				
			1	2	3	4	5
Изч.	B_{max}, T	0,17*	1,1	0,89	1,1	1,1	1,19
	$L_{изч}, mH$	0,64	0,0475	0,055	0,093	0,116	0,177
Огр.	B_{max}, T	0,21*	0,91	0,68	0,89	0,89	1,11
	$L_{огр}, mH$	70	15,93	16,91	18,69	17,5	16,15
	$K_{огр}$	109,4	335	308	200	151	91

Тъй като, в режим на изчакване управляващата намотка е свързана на късо през комутацията ключ S , резултатният магнитен поток се затваря през междината a_{12} , през част от прозореца и само малка част от потока – през яремите на магнитопровода [1,2]. Така сравнително голямото магнитно съпротивление ограничава потока и намалява индуктивността на изчакване $L_{изч}$.



Фиг.10.



Фиг.11.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Чрез подходящ избор на някои от конструктивните размери на ОТкс – въздушна междина, сечение на магнитопровода, размери на намотките и на магнитната система е възможно да се реализират сравнително високи стойности на коефициента на ограничаване $K_{огр}$ на ОТкс. Това може да се постигне чрез прилагане на итерационна изчислителна процедура.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Александров Г.Н, В.П.Лунин. Управляемые реакторы, Санкт-Петербург, 2005.
- [2] Александров Г.Н. Режимы работы трансформаторов, Санкт-Петербург, 2006.
- [3] Г.Ганев, К.Хинов, Н.Караджов, Ограничители на ток на късо съединение – характеристики и параметри, Съюз на учените в България, Пловдив, 28-30 октомври 2012, стр.164-167
- [4] Ganev G., K. Hinov, N. Karadzhov, Fault current limiters – principles and application, SIELA 2012, 28-30 May, Bourgas, 2012, pp.54-61.
- [5] Караджов Н, Ограничител на ток на късо съединение, Proc. of TU-Sofia, том 63, кн.6, 2013, стр.169-176
- [6] Karadzhov N.,G.Ganev,K.Hinov,D.Kostov. Design of Non-superconducting Inductive Fault Current Limiter, SIELA-2014, Bourgas, pp.89-92
- [7] <http://www.aksteel.eu> (AK_Carlite_Goes_BV_060412.pdf)
- [8] Novolipetsk Steel (transformer_steel.pdf)

Автори: Николай Красимиров Караджов, докторант, кат.”Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, ТУ-София, E-mail adress: n_karadjov@abv.bg; Диньо Иванов Костов, студент, ОКС Магистър, спец. ”Електротехника”, Факултет по Електроника и Автоматика, ТУ-София, филиал Пловдив, E-mail adress: snapon_891@abv.bg; Георги Илиев Ганев, доц. д-р, кат.”Електротехника”, Факултет по Електроника и Автоматика, ТУ-София, филиал Пловдив, E-mail adress: gganev@tu-plovdiv.bg; Кръстьо Лалов Хинов, доц. д-р, кат.”Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, ТУ-София, E-mail adress: k_hinov@yahoo.co.uk

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: проф. д-р инж. Никола Трифонов

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ВРЕМЕВИТЕ ФУНКЦИИ НА ФАЗНИТЕ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ И ЕЛЕКТРОДВИЖЕЩИ НАПРЕЖЕНИЯ В СИНХРОННИ ТУРБОГЕНЕРАТОРИ

Пламен Ризов

Резюме: В доклада е показан алгоритъм за определяне на изменението на фазните потокосцепления Ψ_A , Ψ_B , Ψ_C и потокосцепленията в dq координатна система Ψ_d , Ψ_q , в синхронен турбогенератор с мощност 320 MW и номинално напрежение 20 kV. Алгоритъмът е базиран на числено моделиране на магнитното поле с отчитане на насищането на магнитната верига в турбогенератора. Получени са времевите функции на изменение на потокосцепленията. От тях са определени времевите функции на изменение на фазните е.д.н. Изследванията са извършени чрез моделиране на магнитното поле посредством програмния продукт FEMM и собствени програмни модули в средата на Excel за изчисляване на фазните е.д.н. и е.д.н. в dq координатна система.

Ключови думи: метод на крайни елементи, турбогенератор, потокосцепления, насищане на стоманата

DETERMENING THE PHASE FLUX LINKAGE'S TIME FUNCTION AND THE PHASE ELECTROMOTIVE FORCES'S IN TURBO GENERATORS

Plamen Rizov

Abstract: In the report there is an algorithm given for determining the changes in the phase flux linkages Ψ_A , Ψ_B , Ψ_C and the flux linkages in a dq coordinate system Ψ_d , Ψ_q , in a synchronous turbo generator with rated power 320 MW and rated voltage 20 kV. The algorithm is based on numeric modeling of the magnetic field with taking in account the saturation of the magnetic circuit in the turbo generator. The time functions are derived from the changes of the flux linkages. From them the time functions of the fluctuations of the phase e.m.f. are defined. The studies are conducted through modeling the magnetic field with the software product FEMM and program modules created in the environment of Excel for the calculation of the phase e.m.f and the e.m.f. in the dq coordinate system.

Key words: Finite Element Method (FEM), synchronous turbo generator, flux linkage, saturation of the steel.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Експлоатацията на големите на синхронни турбогенератори изисква постигането на безаварийна работа за дълги периоди от време с цел осигуряване на висока надеждност на електроенергийната система на страната. За тази цел се предпри-

емат най различни мерки за ранно откриване на настъпващи промени в конструкцията на турбогенераторите, които е възможно по време на експлоатация да предизвикат аварийно спиране, което е нежелано както по отношение на самите машини, така и по отношение на енергийната система като цяло. Съществуват повреди в турбогенераторите, при които те могат да продължат да работят известно време без да е необходимо да бъдат спирани. Тези повреди да бъдат локализирани своевременно, с цел при следващото планово спиране да бъдат взети мерки за тяхното отстраняване. Такива са повредите дължащи се на нарушаване на между навивковата изолация на възбудителната намотка на генераторите, в резултат на което се получават една или няколко накъсо съединени навивки. По принцип те могат да бъдат разположени в една или няколко секции на възбудителната намотка. Известно е, какво е влиянието на наличието на накъсо съединени навивки във възбудителната намотка върху работата на синхронния турбогенератор, но е необходимо да се даде количествена оценка на някои от тях. Пред настоящия доклад е поставена задачата да се определи деформацията на магнитното поле във въздушната междина на генератора при наличие на различни съчетания на накъсо съединени навивки във възбудителната намотка и определяне на изменението в хармоничния състав на магнитната индукция. Това изменение ще се отрази и в хармоничния състав и на е.д.н. на турбогенератора. Следователно от изменението на хармоничния състав на магнитната индукция, е възможно косвено да се съди за промяната хармоничния състав на е.д.н. Познаването на промяната на хармоничния състав на е.д.н. позволява да се разработи защита, която да защитава генераторите от наличие на накъсо съединени навивки във възбудителната намотка. Обикновено тази защита има само сигнализираща функция и не се използва за аварийно изключване на турбогенераторите.

Наличието на накъсо съединени навивки във възбудителната намотка осен до промяна на хармоничния състав води и до появяването на небалансиран електромагнитна сила, която се върти със синхронна честота, в резултат на което както магнитопроводите на ротора и статора, така и лагерите са подложени на силни вибрации. В резултат на тяхното въздействие е възможно да се достигне до разрушаване на конструкцията на турбогенератора. Тези силови въздействия не са обект на изследване на настоящия доклад.

2. ИЗПОЛЗВАНИ МЕТОДИ ЗА АНАЛИЗ

За определяне на пространственото разпределение на магнитната индукция във въздушната междина на синхронния турбогенератор е използван метод на числено моделиране на магнитното поле посредством на крайните елементи. За тази цел е използван 2D модел на стационарно магнитно поле.

Хармоничния състав на магнитната индукция е определен посредством FFT анализ на функцията на пространственото разпределение на магнитната индукция във въздушната междина на синхронния турбогенератор.

3. ОБЕКТ НА ИЗСЛЕДВАНЕ

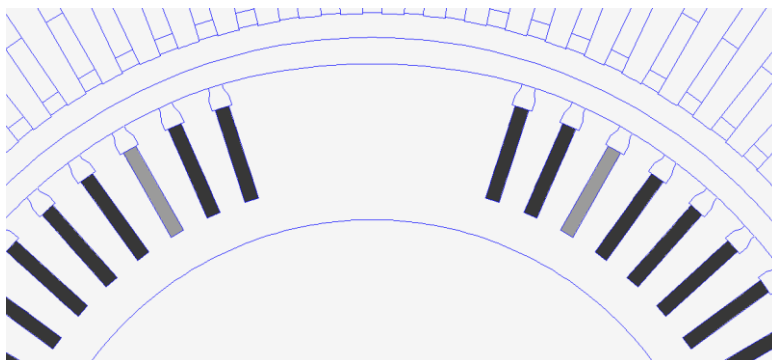
Като обект за изследване е използван синхронен турбогенератор произведен и експлоатиран в чужбина. Входните данни за изследването са дадени в табл.1.

Таблица 1

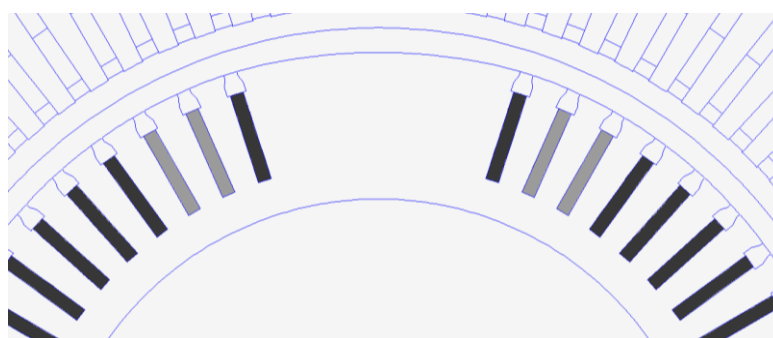
-номинална пълна мощност	MVA	376.5
-номинално напрежение	kV	20
-номинална честота на въртене	min ⁻¹	1500
-въздушна междина	mm	70
-аксиална дължина	mm	5363
-външен диаметър на статора	mm	2730
-вътрешен диаметър на статора	mm	1660
-брой на каналите на ротора	-	40
-външен диаметър на ротора	-	1520
-брой навивки в секция на ВН	-	8
-възбудителен ток в номинален режим	A	3700

4. РАЗРАБОТЕНИ ЧИСЛЕНИ МОДЕЛИ

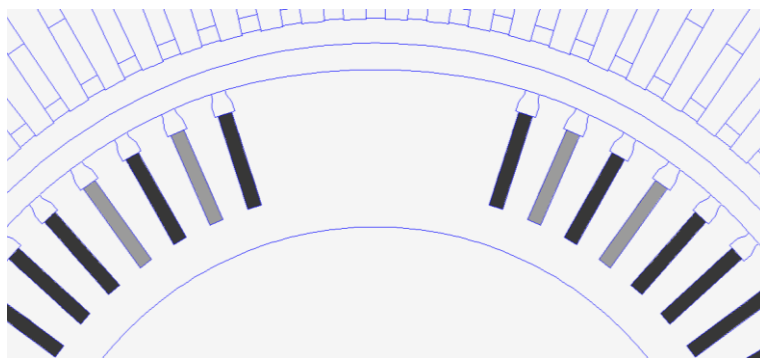
При численото изследване на магнитното поле са разработени модели на синхронния турбогенератор, при които са моделирани накъсо съединени навивки в една секция от възбудителната намотка – фиг.1.



Фиг.1. Модел за числено моделиране седна накъсо съединени навивки във възбудителната намотка в една секция



Фиг.2. Модел за числено моделиране с накъсо съединени навивки във възбудителната намотка в две съседни секции



Фиг.3. Модел за числено моделиране с накъсо съединени навивки във възбудителната намотка в две не съседни секции

Направени са изследвания при различен брой накъсо съединените навивки, като по принцип секцията се състои от 8 навивки. Изследвани са случаите, за които накъсо съединените навивки се изменят от 0 до 8. т.е. случаите от напълно изправна секция до накъсо съединяване на всички навивки в секцията. На фиг.2 е показан модела за изследване на магнитното поле при наличие на 1 до 8 навивки накъсо съединени навивки в две съседни секции, а на фиг.3 – наличие на същия брой окъсени навивки в две не съседни секции. Моделирането на окъсените навивки се извършва, посредством намаляване на пълния ток на секцията, което е пропорционално да техния брой в нея.

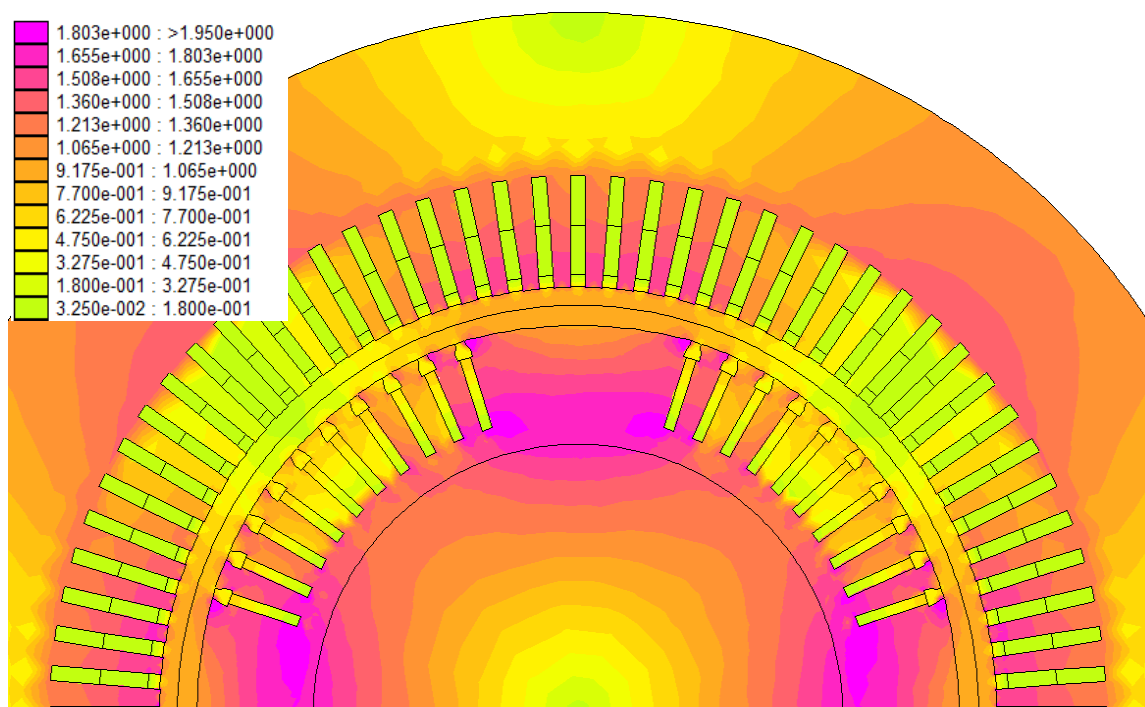
При разработването на моделите е разгледан синхронен режим на празен ход на турбогенератора. При него в накъсо съединените навивки не се индуцира ток.

5. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНИЯТА

На фиг.4 е показано разпределението на магнитната индукция в напречното сечение на турбогенератора при накъсо съединени навивки в една секция. На фиг.5 е показано влиянието на накъсо съединените навивки върху пространственото разпределение на магнитната индукция във въздушната междина. На фиг.5.а е разпределението при отсъствието на накъсо съединени навивки, на фиг.5.б – при наличието на 4, а на фиг.5.в – при 8 накъсо съединени навивки. Ясно се вижда изменението на формата на разпределение на индукцията и намаляването на максималната и стойност както под полюсите.

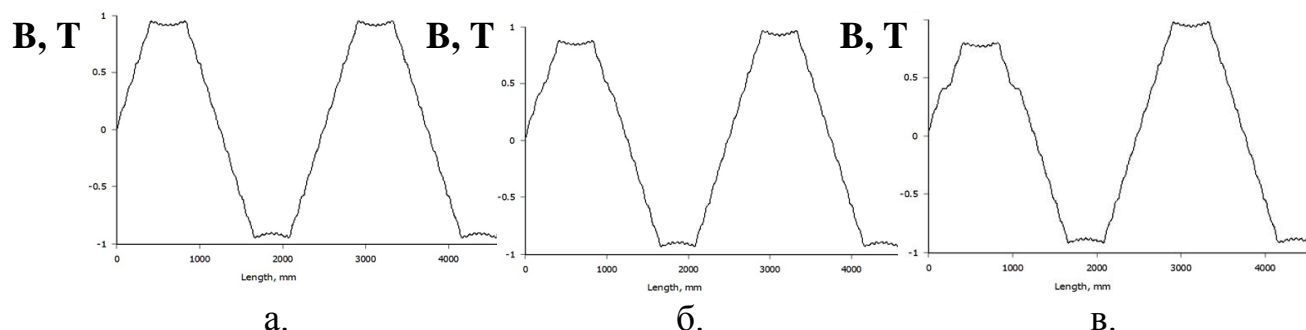
На фиг.6 са показани аналогични резултати получени от моделиране на магнитното поле в случаите на накъсо съединени навивки в две не съседни секции на възбудителната намотка. На Фиг.7 са демонстрирани резултатите при 4 и 8 накъсо съединени навивки в две не съседни секции.

На фиг.7, фиг.8 и фиг.9 е направено сравнение на промяната на формата и стойността на пространственото изменение на магнитната индукция при изменение на броя на накъсо съединените навивки от 0 до 8.

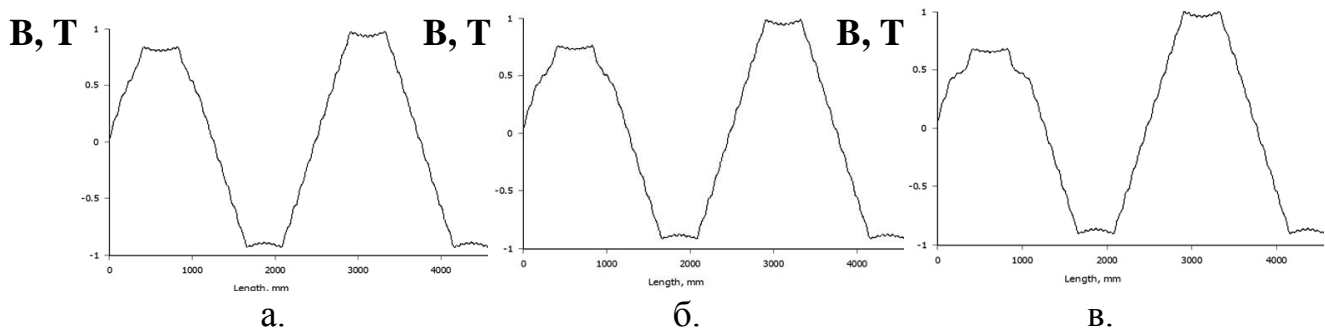


Фиг.4. Разпределение на магнитната индукция във напречно сечения на синхронния турбогенератор

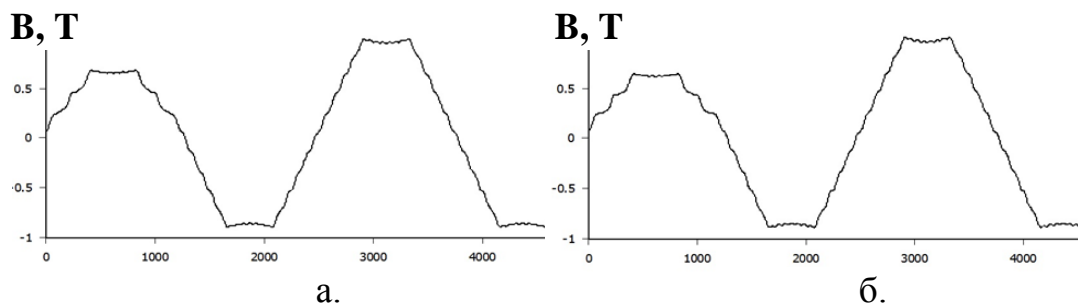
На фиг.11 е представено изменението на хармониците на магнитната индукция в зависимост от броя на накъсосъединените навивки. Вижда се, че с увеличаване на броя им се засилват хармониците на магнитната индукция с четни номера. Най-силно се увеличава втория хармоник. На фиг.12 е дадена промяната на хармониците при наличие на 8 накъсосъединени навивки спрямо случая при отсъствие на накъсосъединени навивки. Подобни резултати са показана на фиг.13 ÷ фиг.16 за случаите на накъсосъединени навивки в две съседни и несъседни секции.



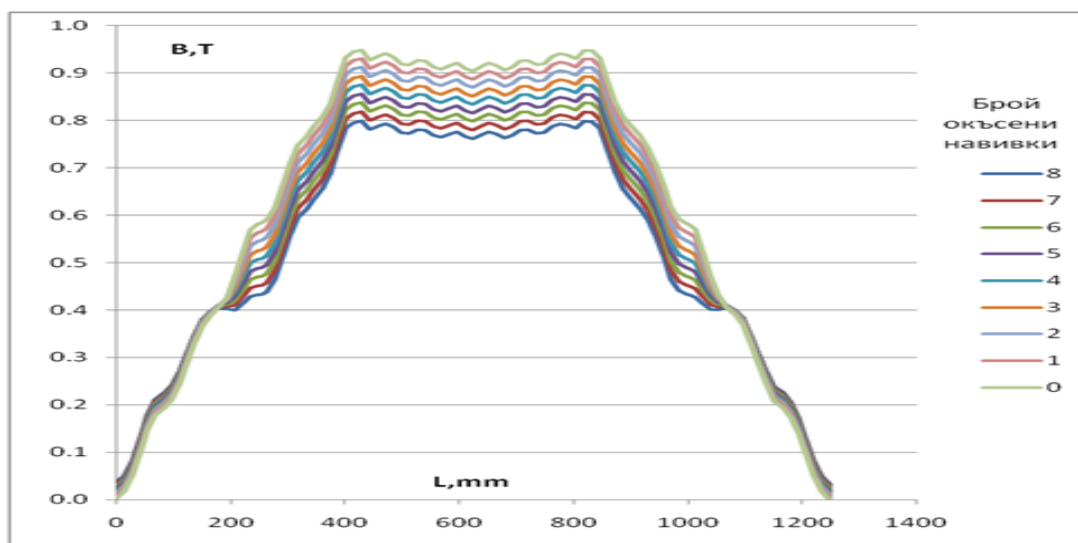
Фиг.5. Пространствено разпределение на магнитната индукция в въздушната междина на синхронния турбогенератор при отсъствие (а.), при 4 (б.) и 8 (в.) накъсо съединени навивки в една секция на възбудителната намотка



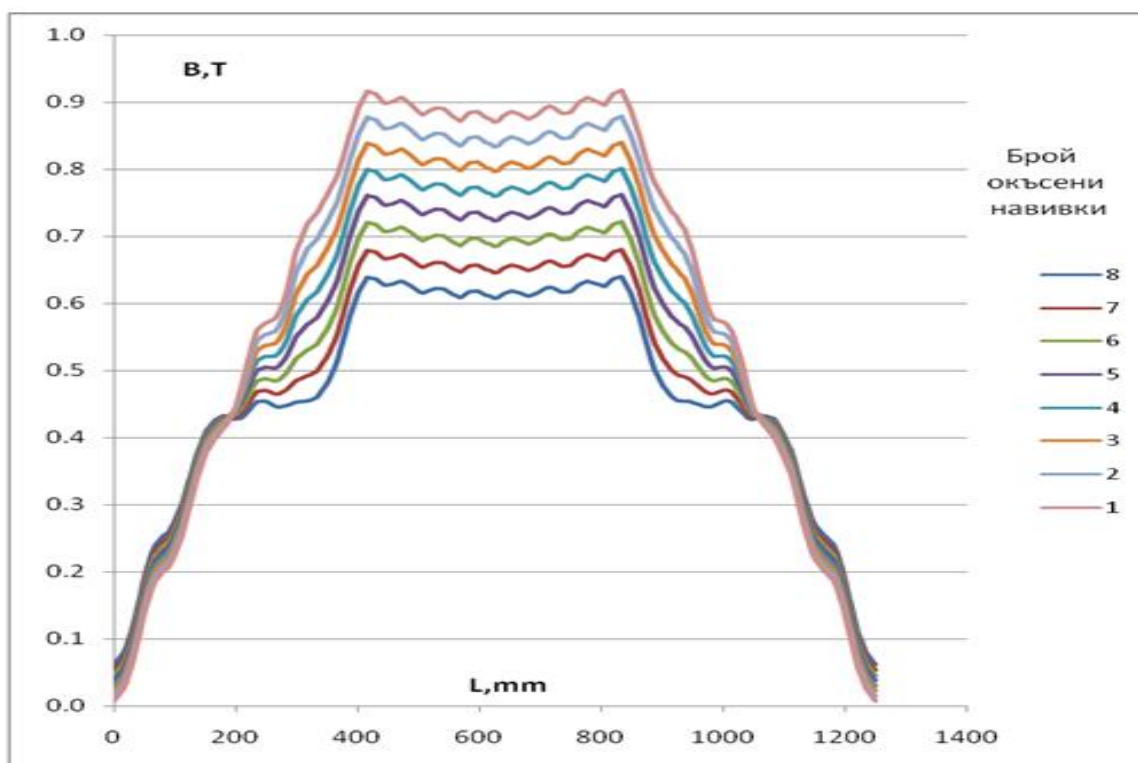
Фиг.6. Пространствено разпределение на магнитната индукция в въздушната междина на синхронния турбогенератор при отсъствие (а.), при 4 (б.) и 8 (в.) накъсо съединени навивки в две съседни секции на възбудителната намотка



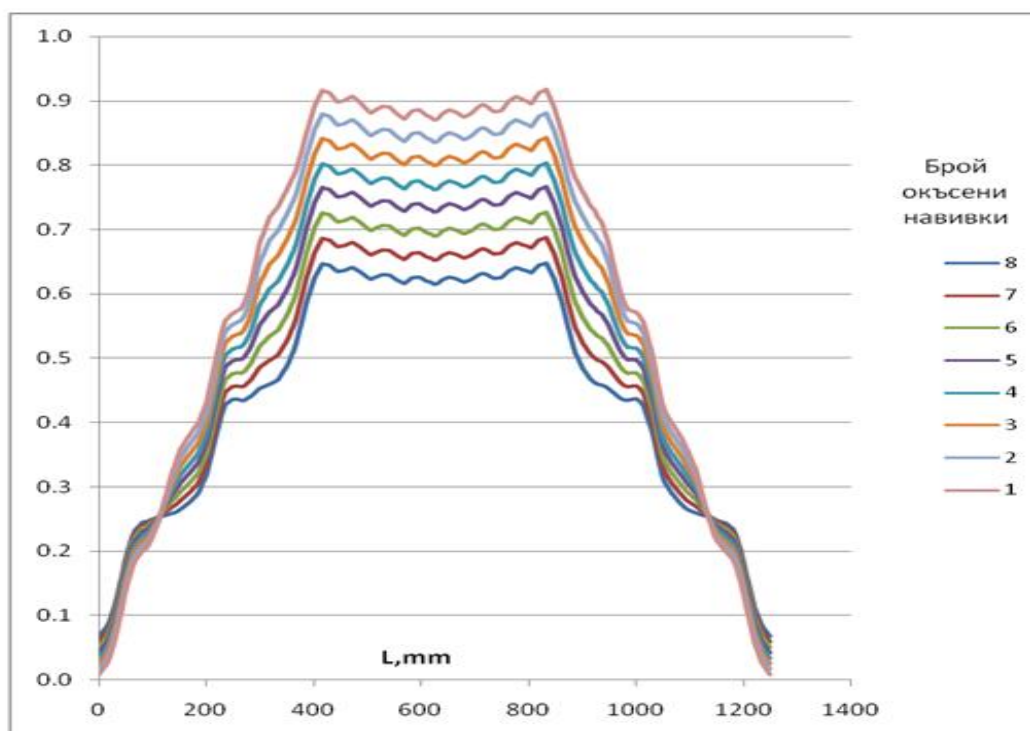
Фиг.7. Пространствено разпределение на магнитната индукция в въздушната междина на синхронния турбогенератор при 4 (б.) и 8 (в.) накъсо съединени навивки в две не съседни секции на възбудителната намотка



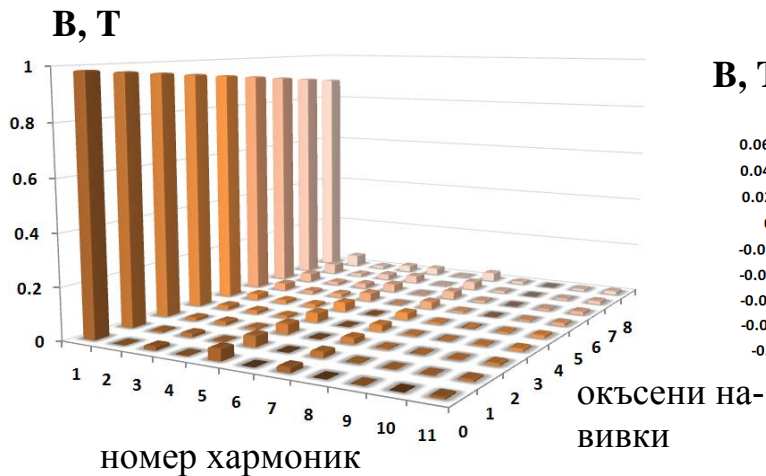
Фиг.8. Сравнение на разпределението на магнитната индукция в въздушната междина при изменение на накъсо съединени навивки от 0 до 8 в една секция



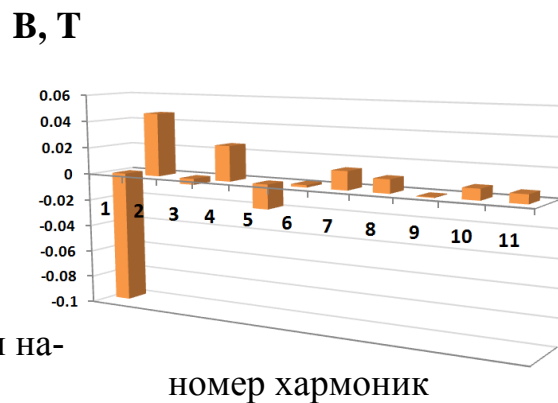
Фиг.9. Сравнение на пространствено разпределение на магнитната индукция в въздушната междина при изменение на накъсосъединени навивки от 0 до 8 в две съседни секции



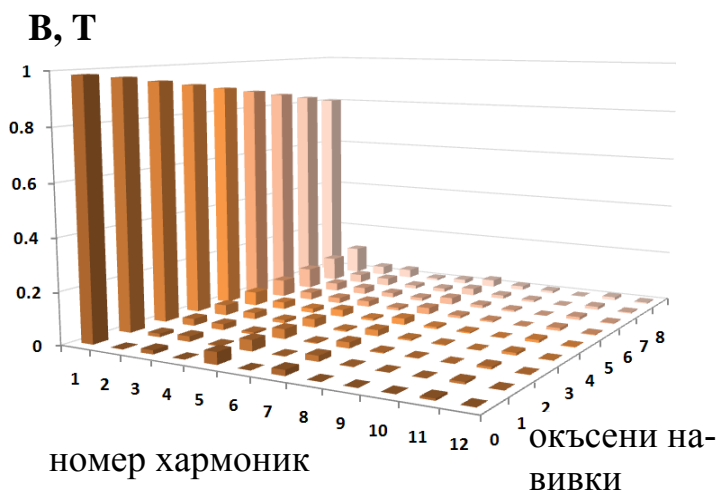
Фиг.10. Сравнение на пространствено разпределение на магнитната индукция в въздушната междина при изменение на накъсосъединени навивки от 0 до 8 в две не съседни секции



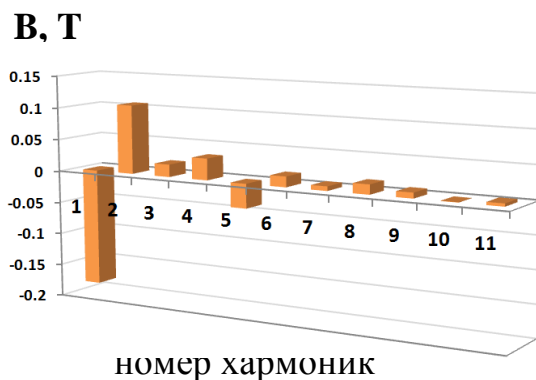
Фиг.11. Хармоничен състав при накъсо съединени навивки в една секция на възбудителната намотка



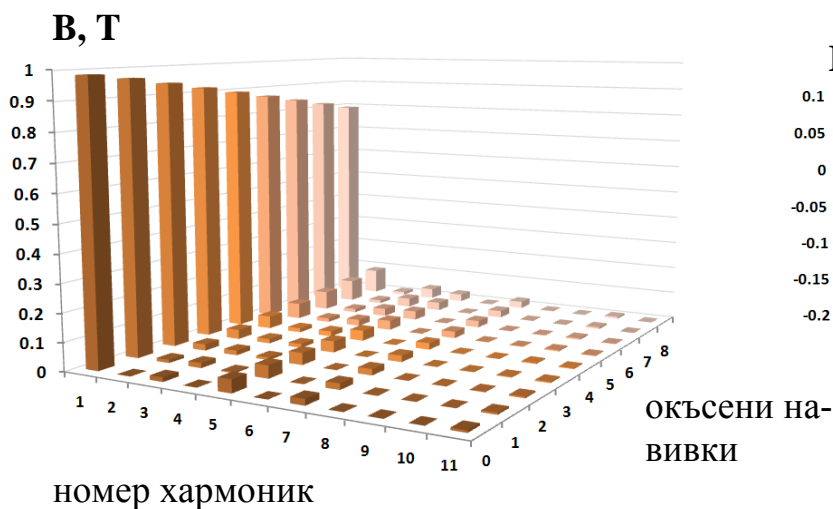
Фиг.12. Изменение на хармониците на магнитната индукция при 8 о̀ксени навивки в една секция



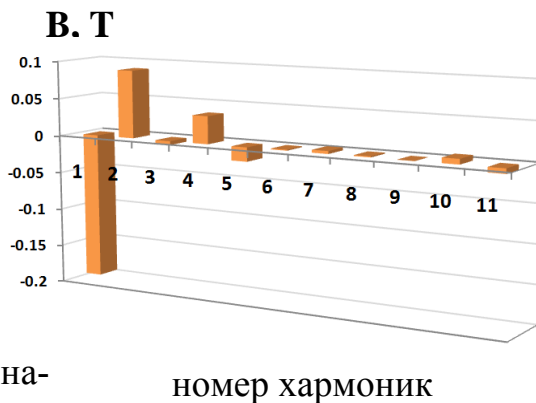
Фиг.13. Хармоничен състав при накъсо съединени навивки в две съседни секции на възб. намотка



Фиг.14. Изменение на хармониците на магнитната индукция при 8 о̀ксени навивки в две съседни секции



Фиг.15. Хармоничен състав при накъсо съединени навивки в две не съседни секции на възбудителната намотка



Фиг.16. Изменение на хармониците на магнитната индукция при 8 о̀ксени навивки в две не съседни секции

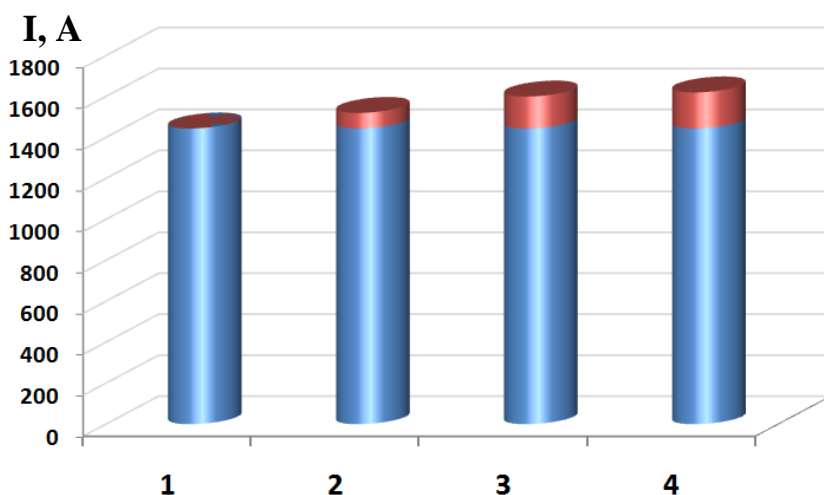
6. КОМПЕНСИРАНЕ НА МАГНИТНИЯ ПОТОК

Наличието на късо съединени навивки във възбудителната намотка води до намаляване на м.д.н. на полюсите, в които са те разположени, в резултат на което намалява общия магнитен поток във въздушната междина. Компенсирането на потока се осъществява посредством увеличаване на възбудителния ток. Критерии за необходимото увеличаване на възбудителния ток е получаване на поток равен на потока при отсъствието на късосъединени навивки.

Моделите за числено моделиране при 8 късо съединени навивки са използвани за определяне на необходимото увеличаване на възбудителния ток с цел компенсиране на намаляването на магнитния поток. За тази цел, итеративно на няколко стъпки в моделите се изменя токовата плътност във възбудителна намотка, докато се получи поток равен на потока при отсъствие на късосъединени навивки. Резултатите от моделирането на компенсирането на намаляването на магнитния поток са показани в таблица 2. Графичното представяне на стойностите на възбудителния ток и неговата част за компенсация на магнитния поток са показани на фиг. 17.

Таблица 2

Възбудителен ток и токова плътност в моделите	I	J	%
	A	A/mm ²	-
Без окъсени навивки във възбудителната намотка	1444	3.75	
С окъсени навивки в една секция	1520	3.95	5.26
С окъсени навивки в две съседни секции	1600	4.15	10.8
С окъсени навивки в две не съседни секции	1620	4.21	12.2



Фиг.17. Стойности на възбудителния ток и неговата част за компенсация на магнитния поток

- 1- без късо съединени навивки
- 2- с 8 късосъединени навивки в една секция
- 3- с 8 късосъединени навивки в две съседни секции
- 4- с 8 късосъединени навивки в две не съседни секции

7. АНАЛИЗ И ИЗВОДИ

1. Наличието на накъсо съединени навивки води до намаляване на магнитния поток за съответния полюс, което внася не симетрия в магнитното поле във въздушната междина.
2. В следствие на накъсо съединените навивки се изменя хармоничния състав на магнитната индукция във въздушната междина, като се засилва присъствието на хармоници с четни номера.
3. Наличието на накъсо съединени навивки води до намаляване на магнитния поток на турбогенератора, което изисква от своя страна увеличаване на възбудителния ток с цел компенсиране на това намаление. Като компенсирането е в граници от 5% до 12% в зависимост от случая.
4. В случаите на компенсация на магнитния поток не се постига отстраняване на хармониците с четни номера на магнитната индукция.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ангел М. Ангелов Димитър. А. Димитров, Електрически машини II част, ДИ «Техника», София, 1988
- [2] D. Meeker, Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User's Manual
- [3] Dimitar K. Sotirov, Plamen M. Rizov, Ivailo Panaytov, Dimitar Bozov, Boyan Krachev, Study of harmonics spectrum in wave form of magnetic induction in air gap and EMF of the synchronous hydrogenerators, SIELA 2009 Burgas, 4-6 June, Volume I, pp.262-271.
- [4] Пламен Ризов, Димитър Сотиров, Ангел Бахчевански, „Приложение на МКЕ за изследване на механичното натоварване върху роторните клинове при неявнополюсни синхронни генератори", IV Научна конференция ЕФ2012 – Созопол 28.09-01.10 2012, Том 2, pp. 229-238.
- [5] Ангел Бахчевански, Пламен Ризов, Димитър Сотиров, ”Положение на МКЕ при проектирането на неявнополюсни синхронни хидрогенератори", IV Научна конференция ЕФ2012 – Созопол 28.09-01.10 2012, Том 2, pp. 329-339.

Автор: Пламен Миланов Ризов, доц. д-р инж., катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pmri@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Адриан Иванов

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДА НА КРАЙНИ ЕЛЕМЕНТИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА МОМЕНТА И ЗАГУБИТЕ В ЗЪБИТЕ НА СТАТОРА ПРИ СИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ С ВЪТРЕШНИ МАГНИТИ

Радослав Спасов, Пламен Ризов, Виктор Захариев, Цветомир Стоянов

Резюме: В доклада е показан алгоритъм за определяне на електромагнитния момент на синхронен двигател с възбуждане от вътрешно разположени в ротора постоянни магнити (СДВПМ). Определени са загубите в стоманата по височина на статорните зъби във функция от честота на захранващото напрежение. Изследванията са извършени чрез моделиране на магнитното поле посредством програмния продукт FEMM и собствени програмни модули в средата на Matlab и Excel за изчисляване на загубите в статорните зъби.

Ключови думи: метод на крайни елементи, синхронни двигатели с вътрешни магнити, загуби

THE APPLICATION OF THE FINITE ELEMENT METHOD FOR DETERMINING THE TORQUE AND THE LOSSES IN THE STEEL'S TEETH IN THE STATOR OF A SYNCHRONOUS MACHINE WITH IMBEDDED PERMANENT MAGNETS

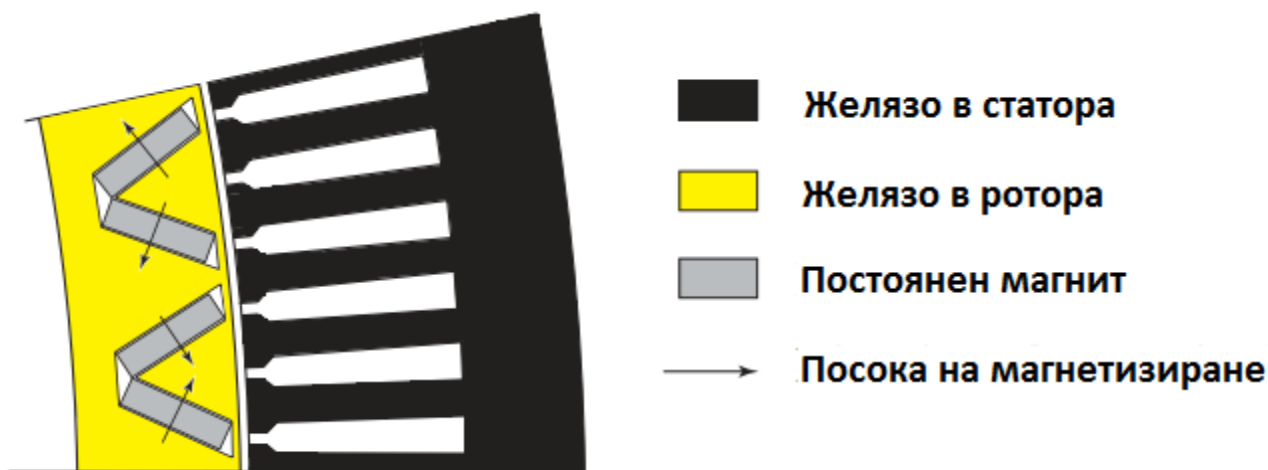
Radoslav Spasov, Plamen Rizov, Victor Zahariev, Tsvetomir Stoyanov

Abstract: In the report there is an algorithm given for determining of the magnetic moment of a synchronous machines with excitement from permanent magnets imbedded in the rotor (SPMM). The steel's losses are determined by a function of the height of the stator's teeth and the supply's voltage frequency. The study was made with modeling of the magnetic field by the software "FEMM", and the program modules that calculate the steel's losses are created in the software environment MatLab and Excel.

Key words: Finite Element Method (FEM), Synchronous Permanent Magnet Motors (SPMM), losses.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Към електрическите двигатели използвани в хибридните автомобили се налагат изисквания по отношение на получаваната мощност от единица обем, с което се цели намаляване на теглото на автомобила. В последните години в хибридните автомобили са се наложили синхронни електродвигатели с така нареченото V-образно вътрешно разположение на редкоземни постоянни магнити. Принципната конструкция на активната част на този вид двигатели е показана на фиг.1 [2].

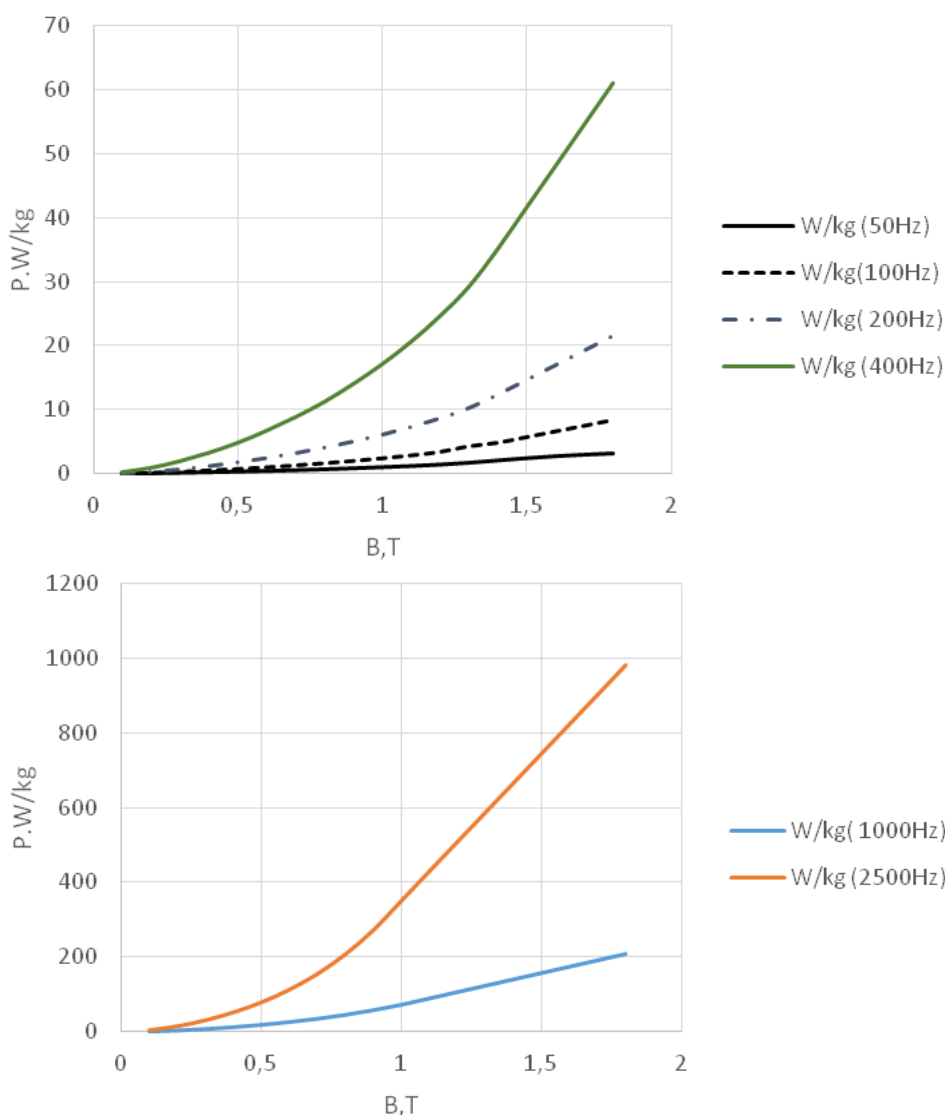


Фиг.1. Напречен разрез на машина с “V”-оформени в ротора магнити.

Намаляването на масата на електрическите двигателите се постига по няколко начина, които основно са свързани с увеличаване на оборотите и токовете натоварвания на намотките: използване на високо енергийни постоянни магнити и висококачествени изолационни материали, специална конструкция на секциите на статорната намотка с цел постигане на висок коефициент на запълване на статорните канали, използване на вода или масла за директно охлаждане на секциите на статорната намотка, използване на електротехническа стомана с дебелина 0.35 мм и ниски специфичните загуби. По данни от литературни източници, при маслено охлаждане се допуска токова плътност в статорната намотка до 30 A/mm^2 , което в голяма степен обуславя значителното топлинно натоварване на изолационната система на синхронния двигател. Високите обороти на ротора се постигат при честоти на захранващото напрежение от порядъка до 2400 Hz. Загубите в електротехническата стомана използвана за изработване на статорните магнитопроводи силно зависят от честотата на захранващото напрежение, както е показано на фиг.2 за стомана M250-35A [3,4].

От показаните графични зависимости се вижда, че при високо честоти на захранващото напрежение, загубите в стоманата нарастват значително – от порядъка на десетки пъти при сравнение на специфичните загуби при индукция 1.5 T и честоти 200Hz и 2400 Hz. Използваните секции в статорните канали са от тип "фиба", изработени от правоъгълен проводник. Това налага използването на канали с успоредни страни и съответно статорни зъби с различно сечение по височина, което от своя страна ще обуслови различна магнитна индукция в различните части по-височина на статорните зъби. Съответно загубите в стоманата на статорните зъби, които ще се генерират в различните техни части по височина ще се различават съществено по-между си. Тази разлика ще е особено значителна при работа на двигателите с високи обороти.

Описаните по-горе два вида загуби имат важно значение за загряване на двигателите, което определя масата на охладителната система от една страна. От друга страна влияят директно върху к.п.д. на машината. При този тип двигатели стремежа е постигане на висок к.п.д, тъй като захранването им се осигурява от преносими акумулатори, които са източници с ограничено количество енергия.



Фиг.2. Загуби в стомана M250-35A при честоти 50Hz, 100Hz, 200Hz, 400Hz, 1000Hz и 2500Hz.

Друг важен параметър на синхронните двигатели с постоянни магнити, използвани в автомобили е произвеждания от тях електромагнитен момент и неговото изменение при промяна на ъгъла на натоварване.

Целта на настоящата статия е посредством моделиране на магнитното поле в синхронни двигатели с V-образни вътрешни постоянни магнити да се:

- определи зависимостта на електромагнитния момент от ъгъла на натоварване и тока;
- изчислят загубите в статорните зъби в зависимост от положението на зъба в рамките на едно полюсно деление; в зависимост от индукцията в сегментите разположени по височина на статорните зъби; в зависимост от честотата на захранващото напрежение

2. ИЗПОЛЗВАНИ МЕТОДИ ЗА АНАЛИЗ

За определяне на зависимостта на електромагнитния момент от ъгъла на натоварване и тока и изчисляване на загубите в статорните зъби в синхронни двигатели с постоянни магнити е приложено числено моделиране на магнитното поле

в тях посредством на метода на крайните елементи, като е разработен 2D стационарно магнитно поле на модел.

Допълнително са разработени софтуерни приложение в средата на Matlab и Excel за изчисляване на загубите в статорните зъби.

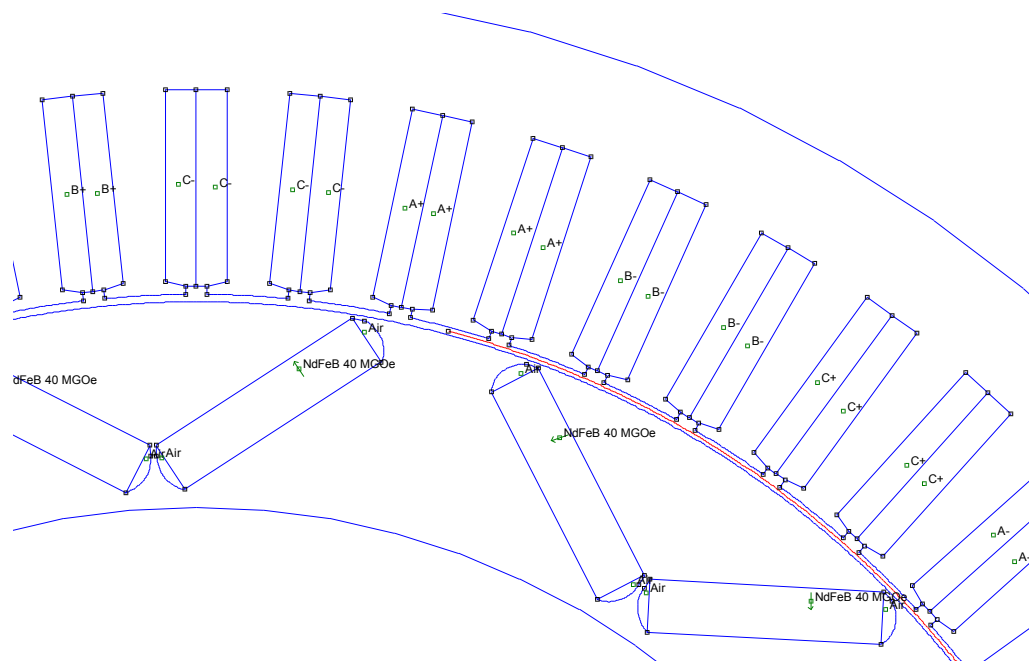
3. ОБЕКТ НА ИЗСЛЕДВАНЕ

Като обекти за изследване са използвани два синхронни двигателя с различен брой полюси и еднакъв брой статорни канали. Входните данни за изследването са дадени в табл.1.

Таблица 1

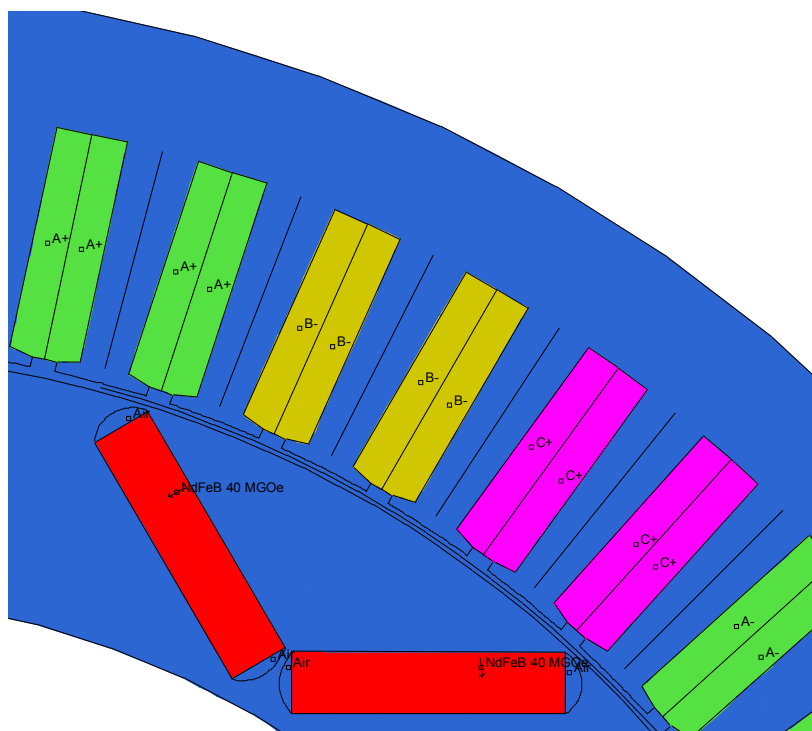
		2p=10	2p=20			2p=10	2p=20
въздушна междина	мм	0,7	0,7	височина на статорен канал	мм	18,1	18,1
аксиална дължина	мм	90	90	широчина на статорен канал	мм	5,8	5,8
външен диаметър на статора	мм	242	242	външен диаметър на ротора	мм	182,8	182,8
вътрешен диаметър на статора	мм	184,2	184,2	брой магнити в ротора	-	10	20
брой на статорните канали	-	60		материал на магнитите	NdFeB 40 MGOe	NdFeB 40 MGOe	

4. РАЗРАБОТЕНИ ЧИСЛЕНИ МОДЕЛИ



Фиг.3. Модел във FEMM за определяне на електромагнитния момент при синхронен двигател с 2p=10.

За определи зависимостта на електромагнитния момент от ъгъла на натоварване и тока за разработени 2D модели в средата на програмния продукт FEMM за синхронни двигатели с “V” конструкция на постоянни магнитите с брой полюси 2p=10 и 2p=20 Статорната намотка е трифазна еднослойна.

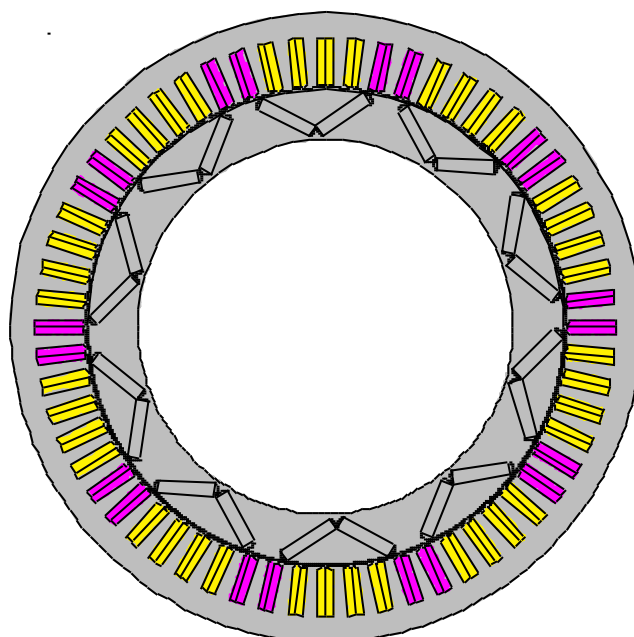


Фиг.4. Модел във FEMM за определяне на загубите в статорните зъби при синхронен двигател с $2p=10$.

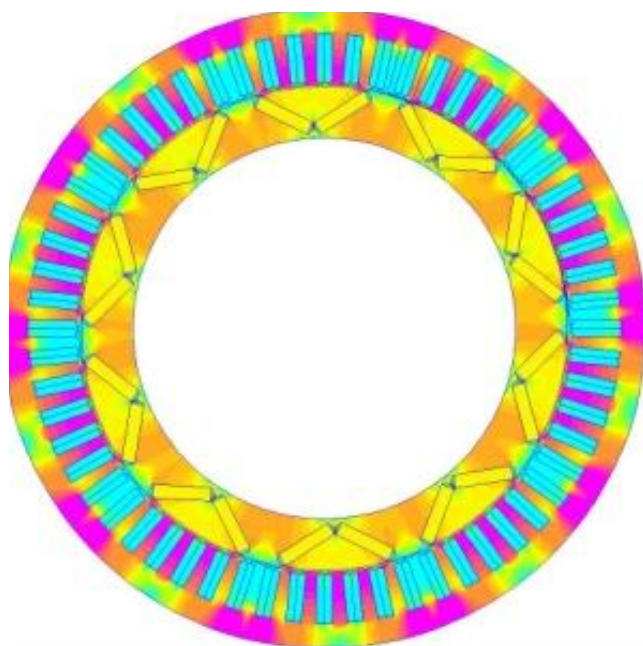
Разпределението на токовете плътности в статорните канали при двигателя с $2p=10$ е показано на фиг.5. Показан е онзи момент от време, при който моментната стойност на тока във фаза А има стойност равна на максималната, а моментните стойности на тока във фази В и С са равни на половината от максималната стойност. Разработени са варианти за три стойности статорния ток, които съответстват на еквивалентна токова плътност в канала 30 A/mm^2 , 25 A/mm^2 и 20 A/mm^2 . Еквивалентната токова плътност в канала е определена спрямо цялото му сечение. За получаване на зависимостите на електромагнитни момент от ъгъла на натоварване за посочените по-горе стойности на токовата плътност, са разработени варианти за всяка от тях, при които ротора последователно се завърта на един геометричен градус в рамките на градусите на две полюсни деления при постоянна стойност на статорния ток.

На фиг.3 е показан моделът за определяне на зависимостта на електромагнитния момент от ъгъла на натоварване при различни стойности на тока в статора. Моментът се изчислява по дъга с дължина равна геометричните градуси на две полюсни деления и разположена в средата на въздушната междина по метода на Тензора на напреженията [1]. Моделът за определяне на загубите в статорните зъби на едно полюсно деление е показан на фиг.4. В осите на зъбите лежащи в рамките на едни полюс са поставени контури, които се използват за получаване от численото решение на изменението на индукцията по височина на зъбите. Впоследствие тази зависимост се използва за определяне на зависимостта на загуби в тях от височината в зъба.

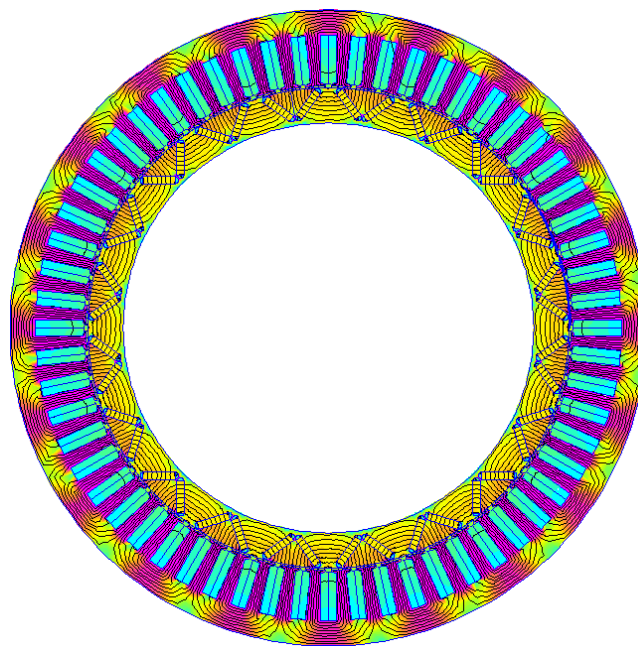
За синхронния двигател с брой полюси $2p=20$ са разработени подобни модели, като при него броя на постоянните магнити е два пъти по-голям, а в статорния полюс съдържа три канала.



Фиг.5. Разделение на токовите плътности в каналите на статорната намотка в модел във FEMM при $2p=10$.



Фиг.6.а. Разпределение на магнитната индукция за двигател с брой полюси $2p=10$ при $\theta=0^\circ$ и $J_{\text{екв А}}=30 \text{ A/mm}^2$.



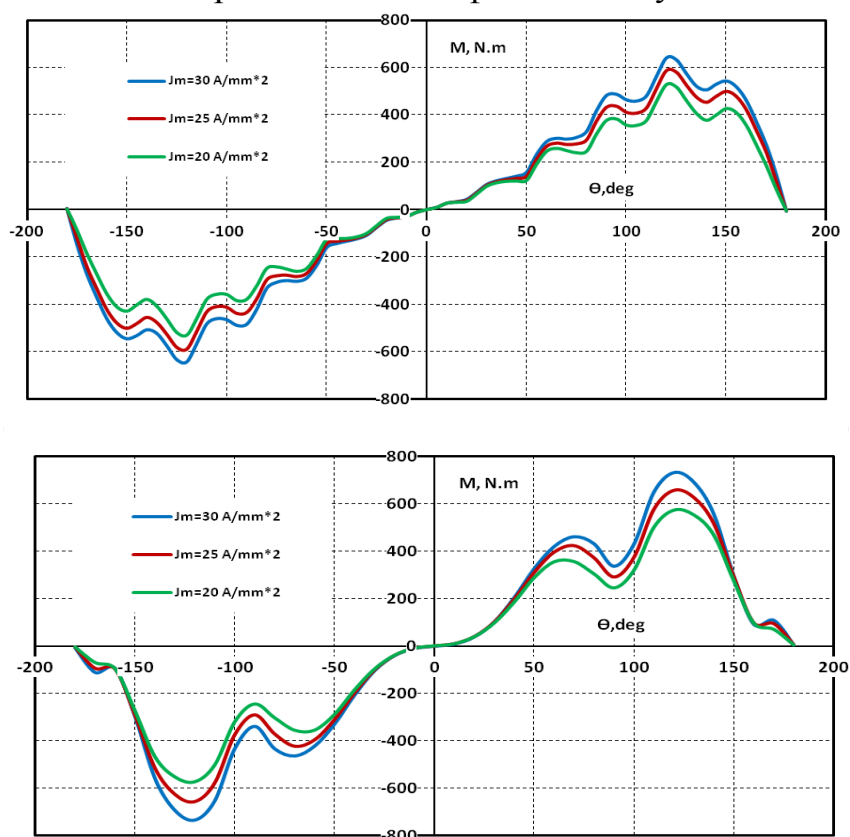
Фиг.6.б. Разпределение на магнитната индукция за двигател с брой полюси $2p=20$ при $\theta=0^\circ$ и $J_{\text{екв А}}=30 \text{ A/mm}^2$.

5. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНИЯТА

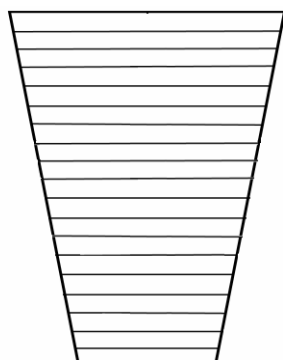
На фиг.6 е показано разпределението на магнитната индукция в напречното сечение на синхронния двигател с постоянни магнети с $2p=20$ (фиг.6.б) и с $2p=10$ (фиг.6.а).

На фиг.7 са показани зависимостите на електромагнитния момент от ъгъла на натоварване за три стойности на товарния ток на синхронния двигател с $2p=10$, а на фиг.8 за двигателя с $2p=20$.

За определяне на загубите в стоманата в тялото и статорните зъби е разгледан модел, при който тялото на зъба е разделено по-височина на 150 трапеци с равни височини – схематично показани на фиг.9. В пресечните точки на основите на трапезите с оста на симетрия са определени от численото решение 151 стойности на магнитната индукция. От тях, за всеки трапец е изчислена сраната стойност на магнитната индикация от стойностите, които принадлежат на пресечните точки на основите му с оста на симетрия. Така получената стойност на магнитната индукция се приема като константна стойност за обема съответстващ на съответния трапец, като в резултат на което се получава зависимостта на изменение на магнитната индукция по височина на тялото на статорния зъб. За определяне на загуби във всеки обем е разработен софтуер в средата на MATLAB, чрез който от кривата на каталожната крива на специфичните загуби за стомана M250-35A са определени специфичните загуби в него.



Фиг.7. Момент за трите токови плътности при двигател с брой полюси $2p=10$ (горе) и $2p=20$ (долу).



Фиг.8. Разбиване на елементарни обемни на статорен зъб.

В Excel е разработен модул за изчисляване на загубите във всеки обем съответстващ на всеки трапец с отчитане на неговата маса, на специфичните загуби в него и дължината на машината. По описания по-горе начин се изчисляват загубите във всички статорни зъби, попадащи в едно полюсно деление. След което с отчитане на броя на всички полюси се изчисляват загубите в тялото на всички статорни зъби.

Разработеният в средата на MATLAB софтуер има следния код:

```

clc;
clear;
format compact;

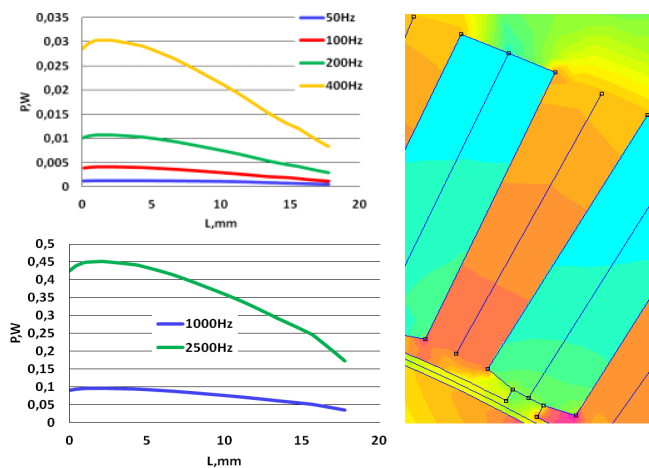
F = dlmread('femm.txt', '', 'B1..B151');
P=abs(F);
V=[0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 1.6
1.7 1.8];
p_50=[0 0.02 0.06 0.13 0.21 0.31 0.41 0.52 0.66 0.81 0.98 1.15 1.37
1.65 2 2.35 2.65 2.87 3.06];
p_100=[0 0.04 0.14 0.31 0.51 0.75 1.01 1.31 1.64 2 2.41 2.87 3.4
4.3 4.83 5.72 6.61 7.5 8.39];
p_200=[0 0.08 0.33 0.73 1.23 1.82 2.49 3.26 4.12 5.07 6.14 7.33
8.69 10.3 12.4 14.7 17 19.3 21.6];
p_400=[0 0.21 0.9 1.93 3.24 4.81 6.69 8.82 11.2 14 17.1 20.6 24.6
29.2 35.1 41.6 48.1 54.6 61.1];
p_1000=[0 0.98 3.65 7.58 12.7 18.8 26.3 35.2 45.7 58.1 72.6 89.6
106.6 123.6 140.6 157.6 174.6 191.6 208.6];
p_2500=[0 4.09 14.8 30.6 51.7 78.8 113 155 208 273 352 431 510 589
668 747 826 905 984];
p50=interp1(V,p_50,P,'line','extrap');
p100=interp1(V,p_100,P,'line','extrap');
p200=interp1(V,p_200,P,'line','extrap');
p400=interp1(V,p_400,P,'line','extrap');
p1000=interp1(V,p_1000,P,'line','extrap');
p2500=interp1(V,p_2500,P,'line','extrap');
Zagubi=table(P,p50,p100,p200,p400,p1000,p2500);
writetable(Zagubi, 'rezult.xlsx')

```

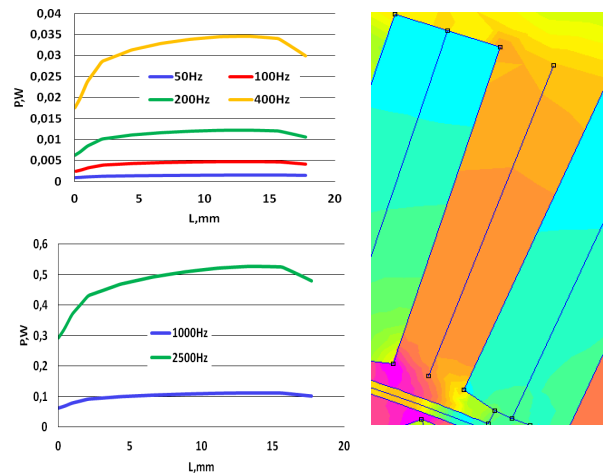
На фиг.9 ÷ фиг.14 са показани измененията на загубите в обемите по височина на зъбите попадащи в един полюс на статора при честоти 50, 100, 200, 400, 1000 и 2400 Hz всъответно в зъб номер до зъб номер 6. Зъб номер едно с разположения най вляво на фиг.5. В табл.2 са показани загубите във всички статорни зъби при различни честоти на захранващото напрежение.

Таблица 2

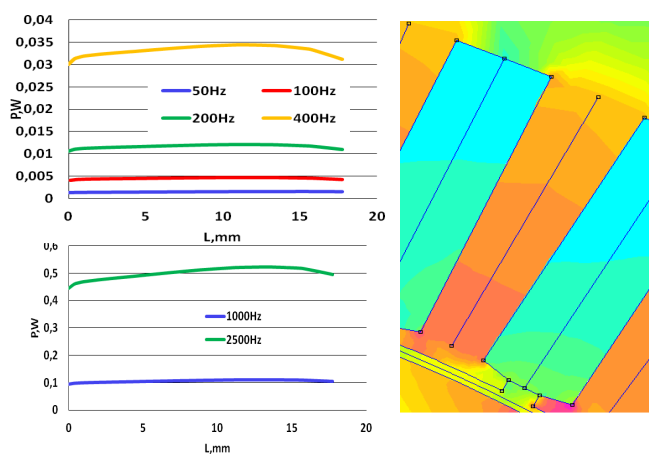
θ	P, W	P, W	P, W	P, W	P, W	P, W
	50Hz	100Hz	200Hz	400Hz	1000Hz	2400Hz
$\theta=0$	9,89	29,9	76,9	218	710	3341
$\theta=120$	8,64	25,7	66,2	187	616,9	2902
$\theta=180$	4,07	11,5	29,3	82,7	299,8	1414



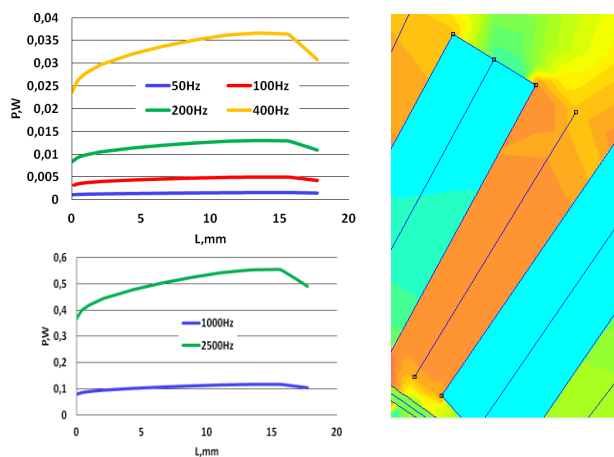
Фиг.9. Загуби в зъб 1 при $J_{\text{екв A}}=30 \text{ A/mm}^2$, $2p=10$



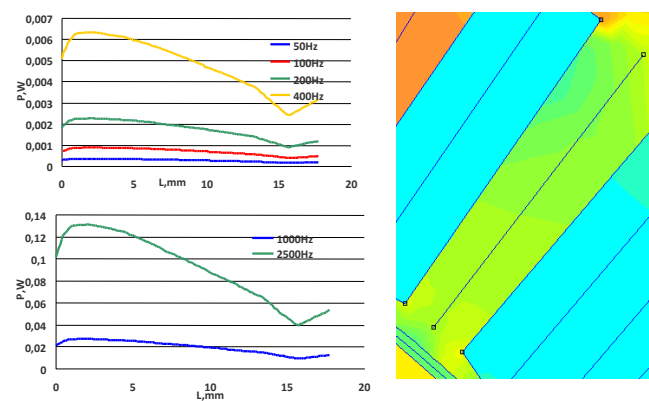
Фиг.10. Загуби в зъб 2 при $J_{\text{екв A}}=30 \text{ A/mm}^2$, $2p=10$



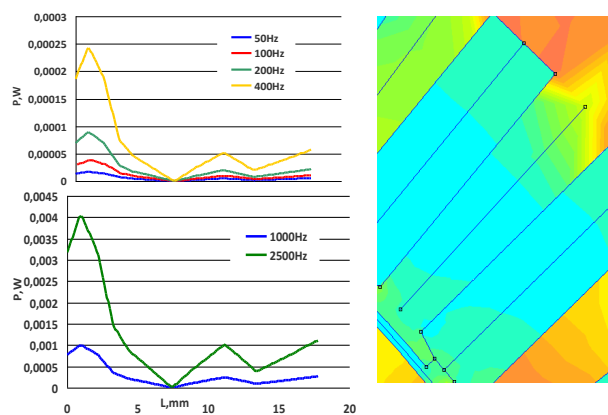
Фиг.11. Загуби в зъб 3 при $J_{\text{екв A}}=30 \text{ A/mm}^2$, $2p=10$



Фиг.12. Загуби в зъб 4 при $J_{\text{екв A}}=30 \text{ A/mm}^2$, $2p=10$



Фиг.13. Загуби в зъб 5 при $J_{\text{екв A}}=30 \text{ A/mm}^2$, $2p=10$



Фиг.14. Загуби в зъб 6 при $J_{\text{екв A}}=30 \text{ A/mm}^2$, $2p=10$

7. АНАЛИЗ И ИЗВОДИ

1. Зависимостта $M=f(\theta)$ при различните стойности на статорния ток е определена с отчитане на насищането на магнитната верига, съответстващо на кривата на намагнитване.
2. Максимумите и минимумите в зависимостта $M=f(\theta)$ се дължат на различния брой статорни зъби и канали, лежащи срещу роторния полюс при работа с различни стойности на ъгъла на натоварване.
3. Загубите в стоманата на статорните зъби зависят от текущото разположение на всеки зъб в рамките на един полюс и при честоти по-високи от 200Hz съществува разлика в генерираните загуби по височината на зъба.
4. Получените резултати за честоти по-високи от 400Hz, показват генерираните загуби в зъбите на статора ще оказват значително влияние върху цялостното загряване на синхронната машина.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] D. Meeker, Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User's Manual
- [2] F. Libert, Royal Institute of Technology Department of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm 2004, Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer pp.7-24.
- [3] Y. Chen P Pillay, 0-7803-7420-7/02/\$17.00 (C) 2002 IEEE An Improved Formula for Lamination Core Loss Calculations in Machines Operating with High Frequency and High Flux Density Excitation
- [4] M. Barcaro N. Bianchi F. Magnussen, *The Open Fuels & Energy Science Journal*, 2009, 2, 135-141, PM Motors for Hybrid Electric Vehicles

Автори: Радослав Лазаров Спасов, доц. д-р, катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: lrs@tu-sofia.bg; Пламен Миланов Ризов, доц. д-р, катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pmri@tu-sofia.bg; Виктор Захариев Захариев, инж. докторант от ТУ-София, катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: sun_goko@gmail.com; Цветомир Методиев Стоянов, инж. докторант, катедра „Електрически машини“, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: cecinh@abv.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Михо Михов

ИЗСЛЕДВАНЕ И СРАВНЕНИЕ НА КАЧЕСТВАТА НА ЯВНОПОЛЮСНИ И НЕЯВНОПОЛЮСНИ СИНХРОННИ ХИДРОГЕНЕРАТОРИ

Димитър Сотиров, Валентин Филипов, Пламен Ризов, Ангел Бахчевански

Резюме: Разработена е методика за изследване и оценка на качествата на явнополюсни и неявнополюсни синхронни хидрогенератори, базирана на използване на 2D модели и програмен продукт за числено изследване с метода на крайните елементи FEMM и модул за електромагнитно изчисление и анализ Maxwell. Направена е оценка и сравнение на основни показатели на генераторите като загуби и коефициент на полезно действие, хармоници на генерираното напрежение, разход на активни материали и труд за производство. Получените резултати и направените анализи позволяват да се направи обоснован избор за типа на произвежданите генератори с оглед на технологичност на конструкцията, енергийна ефективност, разход на активни материали и цена.

Ключови думи: явнополюсни и неявнополюсни синхронни хидрогенератори, енергийна ефективност.

STUDY AND COMPARISON OF THE CHARACTERISTICS OF SALIENT AND NON-SALIENT SYNCHRONOUS HYDRO GENERATORS

Dimitar Sotirov, Valentin Filipov, Plamen Rizov, Angel Bahchevanski

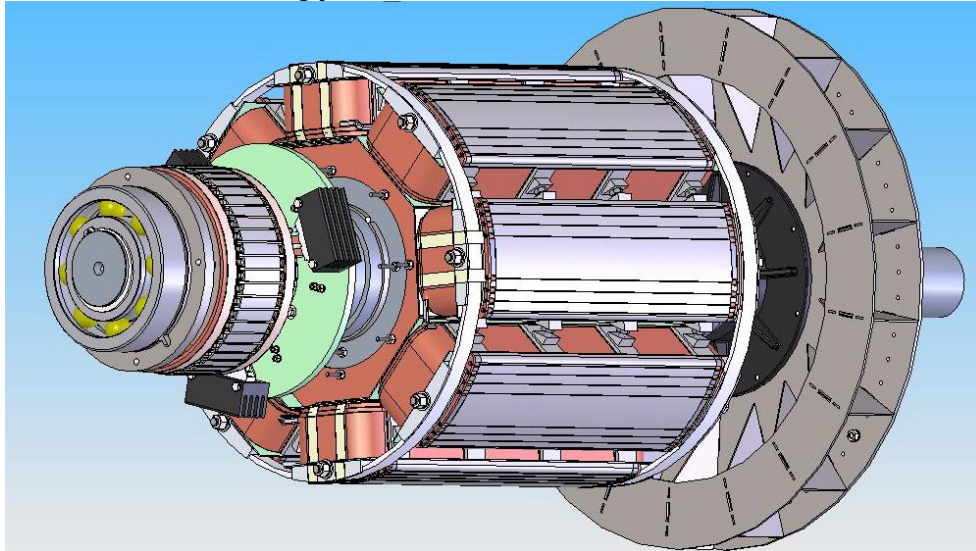
Abstract: A methodology has been developed for examination and evaluation of the characteristics of salient and non-salient synchronous hydro generators based on the usage of 2D models and software for numerical analysis using the finite element method FEM, electromagnetic calculation module and Maxwell analyze. Evaluation and comparison of the generators basic features have been done in terms of losses and efficiency, harmonics of the generated voltage, consumption of active materials and work for production. The results along with the conducted analysis allow to make a reasoned choice of the type of generators produced according to the technological characteristics of the construction, efficiency, cost of active materials, and price.

Keywords: salient and non-salient synchronous hydro generators, efficiency.

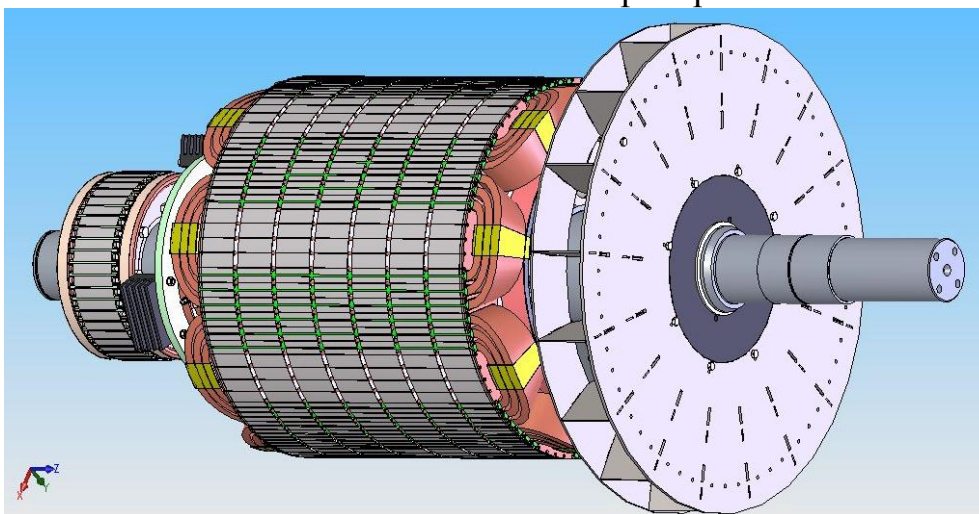
УВОД

Настоящият доклад е посветен на изследване и оценка на качествата на явнополюсни и неявнополюсни синхронни хидрогенератори с малка и средна мощност (до 5MVA). Водещите в бранша фирми като Siemens, ABB, Hitzinger, AVK, MarelliGenerators, Stamford и др. по-често се ориентират към явнополюсна конс-

струкция на хидрогенераторите с възбудителна намотка изпълнена с профилен проводник. В някои конструкции фирми като Siemens, Alstom, ABB, TES и др. използват неявнополусна конструкция на хидрогенераторите. На фиг.1 е показан явнополусен ротор, в случая на ХГ тип BSG 85/55-8, а на фиг 2 е даден неявнополусен ротор за същия генератор. От фигурите личат основните различия и особености на двете конструкции.



Фиг.1. Явнополусен ротор.



Фиг.2. Неявнополусен ротор.

Предварителният анализ [Л1, 4] показва, че едната и другата конструкции имат своите предимства и за да се избере една от двете конструкции като по-перспективна и да се заложи в основата на нова серия синхронни хидрогенератори с малка и средна мощност е необходим задълбочен анализ. За целта в настоящия доклад е разработена методика за оценка и анализ на качествата на двете конструкции, която се базира на определяне на някои основни показатели като:

- загуби и коефициент на полезно действие (к.п.д.);
- хармоници на електродвижещото напрежение (е.д.н.);
- разход на активни материали за изработване на ротора;
- технологичност на конструкцията и разход на труд;

При изследванията се прави основно допускане, че статора и въздушната междина при двете конструкции са еднакви, което както показват анализите е на-

пълно оправдано. При изследванията се отчита, че условията за охлаждане на възбудителната намотка са различни и допустимите стойности на токовата плътност съответно са различни [Л2, 3]. За провеждане на изследванията са използвани разработени от авторите програми за проектиране на синхронни хидрогенератори, програмен модул за електромагнитно изчисление и анализ Maxwell Exprt и програмен продукт за числено изследване с метода на крайните елементи FEMM.

ОБЕКТ НА ИЗСЛЕДВАНЕ

Обект на изследване са следните хидрогенератори:

1. ХГ тип BSG 78/36-10, производство на фирма ИХБ Електрик АД;
2. ХГ тип GSA 74/61-6, производство на фирма ИХБ Електрик АД;
3. ХГ тип BSG 85/55-8, производство на фирма ИХБ Електрик АД;
4. ХГ тип S7 178K70 87, производство на фирма ULJANIK PULA – Хърватска по лиценз на Siemens.

Основните данни на хидрогенераторите са дадени в табл.1.

Таблица 1

1	Тип на генератора		BSG 78/36-10	GSA 74/61-6	BSG 85/55-8	S7 178K70 87
2	Пълна мощност S_n	kVA	240	500	630	1000
3	Номинално напрежение U_n	V	420	400	400	400
4	Номинален ток I_n	A	330	728	909	1433
5	Номинална честота f	Hz	50	50	50	50
6	Фактор на мощността $\cos\varphi$	-	0,8	0,9	0,9	0,8
7	Номинална скорост n_n	min ⁻¹	600	1000	750	750
8	Конструкция на ротора	-	неявнополюсна	неявнополюсна	явнополюсна	неявнополюсна

Разглежданите хидрогенератори са подбрани в диапазона от мощности до 1000 kVA и скорости на въртене до 600 min⁻¹, където неявнополюсните хидрогенератори са конкурентни на явнополюсните.

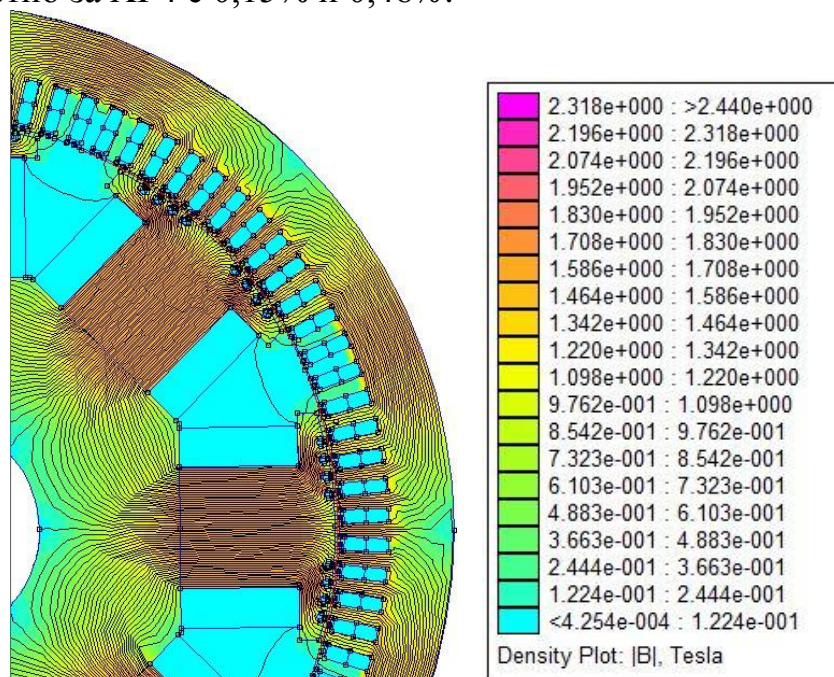
РЕЗУЛТАТИ ОТ ЕЛЕКТРОМАГНИТНОТО ИЗЧИСЛЕНИЕ НА ХИДРОГЕНЕРАТОРИТЕ

За да се направи сравнителен анализ на двата варианта на конструкция на хидрогенераторите е направено електромагнитно изчисление с помощта на програмния модул Maxwell Exprt, който включва използване на 2D модели за числено изследване на полето. Данните за съдържание на хармоници в линейното е.д.н. на празен ход са получени от изследването на 2D модели на ХГ с програмния продукт FEMM.

РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНЕ НА МАГНИТНАТА ИНДУКЦИЯ ВЪВ ВЪЗДУШНАТА МЕЖДИНА

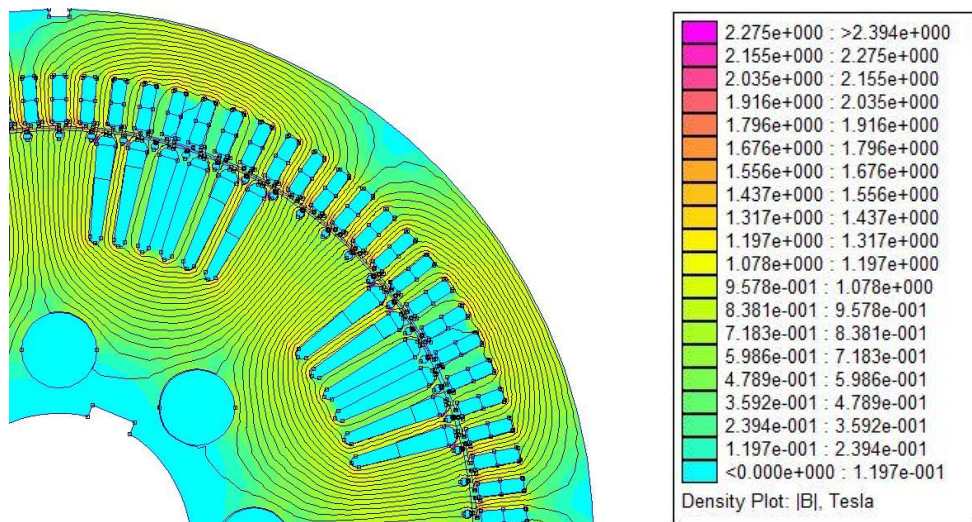
Съставени са 2D модели на ХГ [Л5] за намиране на кривата на пространствено разпределение на магнитната индукция във въздушната междина при празен ход на генераторите с явнополюсна и неявнополюсна конструкции при запазване на статора и въздушната междина при двете конструкции еднакви и отчи-

тане на разликите в големината на магнитодвижещите напрежения при номинално напрежение на празен ход. При изчисленията се задава стойност на възбудителния ток, получена от електромагнитните изчисления за номинално напрежение на празен ход. На фиг. 3 е показан напречен модел с разпределение на силовите линии на полето на ХГ 3 тип BSG 85/55-8 с явнополусен ротор, а на фиг. 4 с неявнополусен ротор за същия ХГ. Такива модели са разработени и за останалите генератори. От моделите се получава кривата на пространствено разпределение на магнитната индукция във въздушната междина по обвода на генераторите. Получените криви на магнитната индукция са показани на фиг.5, 6, 7 и 8. От тях се вижда, че от висшите хармоници най-силно са изразени зъбните хармоници от първи и втори порядък. От получените криви на магнитната индукция във въздушната междина се изчисляват хармониците на фазното и линейното е.д.н. на ХГ. Съгласно действащите стандарти се работи с хармониците на линейното напрежение на празен ход на генератора като се изчислява в проценти пълния хармоничен състав на е.д.н. THD (без първия хармоник). В таблици 2, 3, 4 и 5 са дадени получените по описания начин стойности, като генераторите са без скосяване на статорните канали. При скосяване на едно канално деление зъбните хармоници на е.д.н се елиминират практически напълно. За ХГ1 THD със скосяване е 0,61% за явнополусния ротор и 0,9% за неявнополусния ротор, за ХГ2 съответно е 1,16 и 1,19%, за ХГ3 съответно е 0,17% и 0,27%, съответно за ХГ4 е 0,15% и 0,46%.

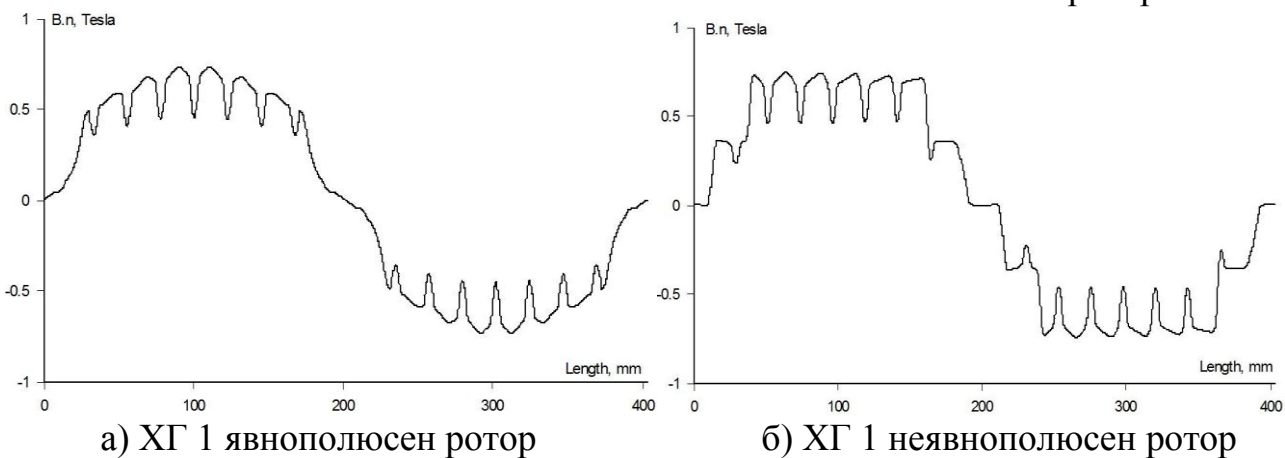


Фиг.3. Силови линии на полето на ХГ 3 с явнополусен ротор.

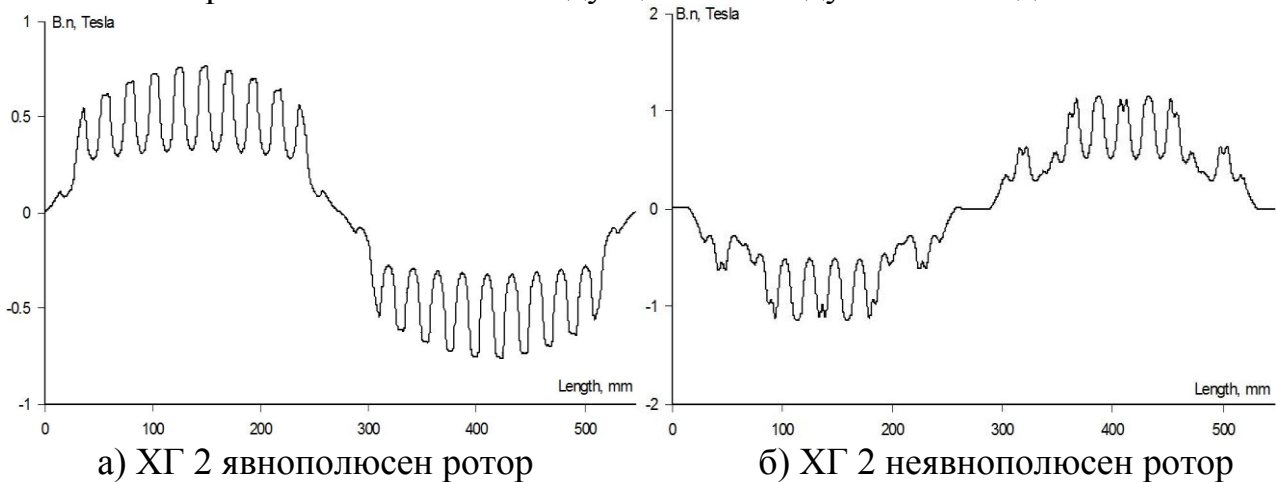
От кривите на магнитната индукция във въздушната междина и за четирите изследвани ХГ се вижда, че разпределението на индукцията при явнополусен ротор е по-близо до синусоидален закон от колкото при неявнополусен ротор. Това се потвърждава и от стойностите за THD, дадени в табл.2 ÷ табл.5. Причина за това е от една страна неравномерната въздушна междина при явнополусния ротор и назъбването на ротора при неявнополусния ротор от друга страна.



Фиг.4. Силови линии на полето на ХГ 3 с неявнополусен ротор.

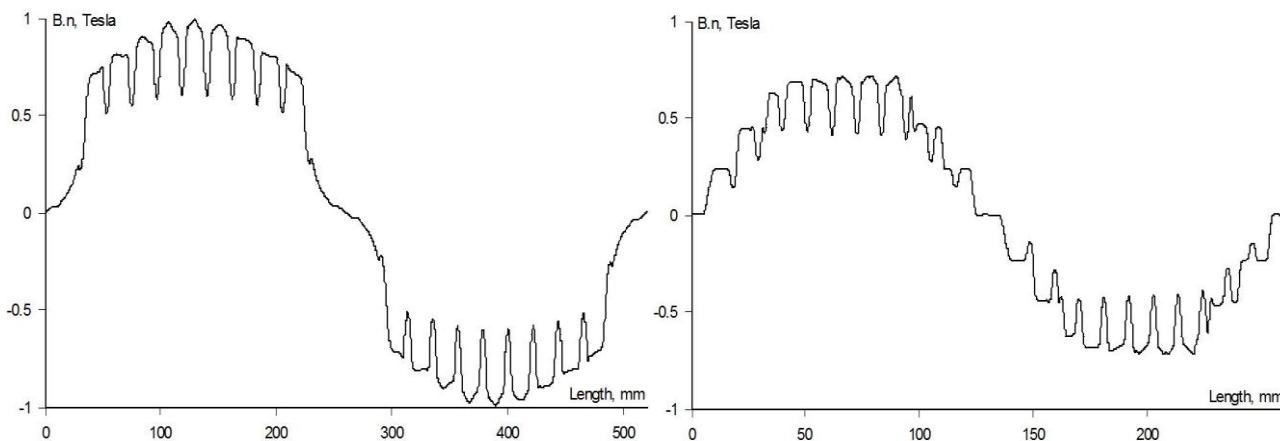


Фиг.5. Криви на магнитната индукция във въздушната междина на ХГ 1.



Фиг.6. Криви на магнитната индукция във въздушната междина на ХГ 2.

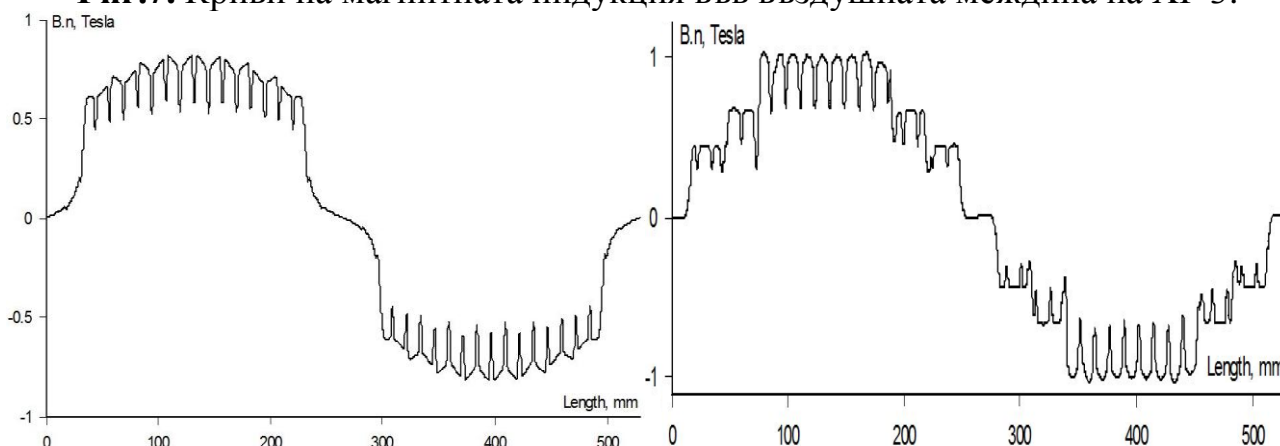
При не добре подбрано съотношение на зъбно-каналните деления на статора и ротора и отворени или полуотворени канали се получава недопустимо високо ниво на зъбните хармоници, съответно на THD при явнополусния ротор (както е при ХГ 1 и 2), което може да се избегне със скосяване на каналите на едно статорно зъбно-канално деление. Това е съпроводено с известни технологични затруднения и оскъпяване на генератора.



а) ХГ 3 явноплюсен ротор

б) ХГ 3 неявноплюсен ротор

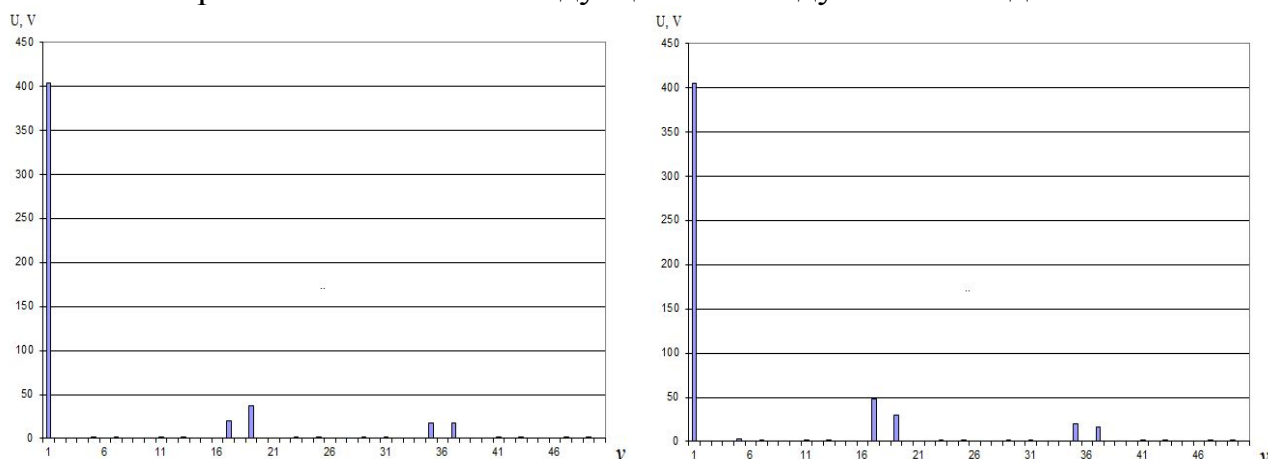
Фиг.7. Криви на магнитната индукция във въздушната междина на ХГ 3.



а) ХГ 4 явноплюсен ротор

б) ХГ 4 неявноплюсен ротор

Фиг.8. Криви на магнитната индукция във въздушната междина на ХГ 4.



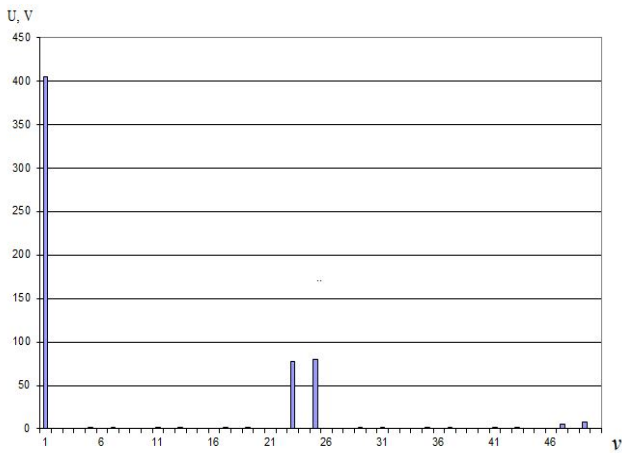
а) ХГ 1 явноплюсен ротор

б) ХГ 1 неявноплюсен ротор

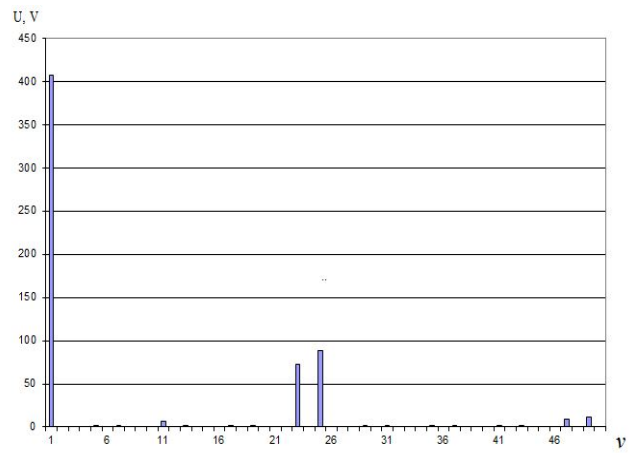
Фиг.9. Хармоници на линейното е.д.н. на ХГ 1 без скосяване на каналите.

РАЗХОД НА ТРУД И МАТЕРИАЛИ ЗА ИЗРАБОТВАНЕ НА ЯВНОПЛЮСЕН И НЕЯВНОПЛЮСЕН РОТОР

Статорите на ХГ при явноплюсен и неявноплюсен ротор са напълно еднакви, така че разходите на труд и материали за изработването им са едни и същи. Различия се проявяват при роторите, като те се дължат на особеностите на конструкцията и технологичността при изработването им, които са:

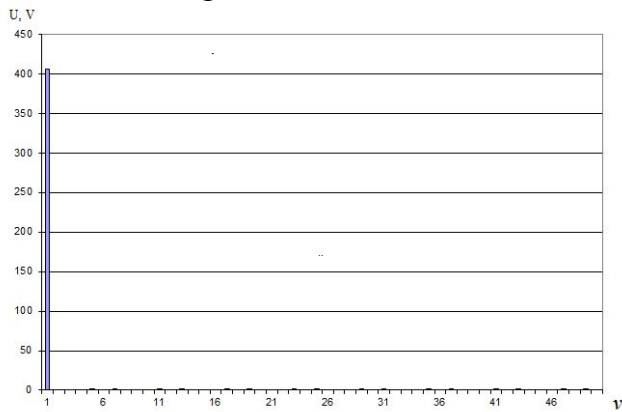


а) ХГ 2 явнополюсен ротор

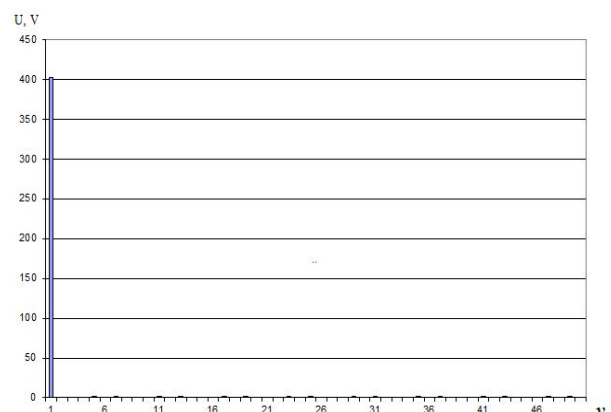


б) ХГ 2 неявнополюсен ротор

Фиг.10. Хармоници на линейното е.д.н. на ХГ 2 без скосяване на каналите.

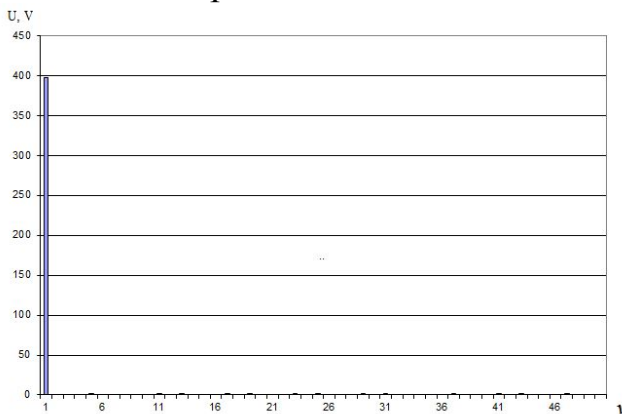


а) ХГ 3 явнополюсен ротор

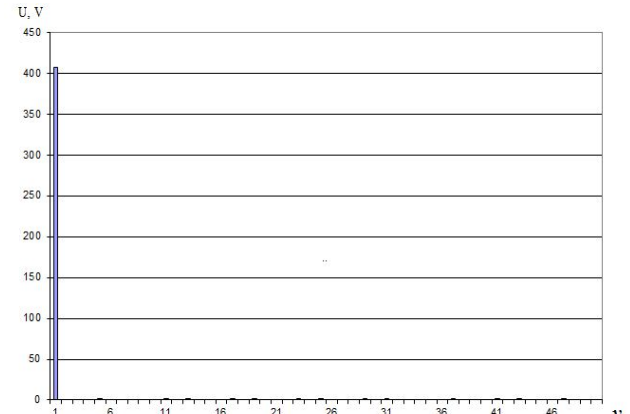


б) ХГ 3 неявнополюсен ротор

Фиг.11. Хармоници на линейното е.д.н. на ХГ 3 без скосяване на каналите.



а) ХГ 4 явнополюсен ротор



б) ХГ 4 неявнополюсен ротор

Фиг.12. Хармоници на линейното е.д.н. на ХГ 4 без скосяване на каналите.

-Листове на роторния магнитопровод – при разглежданите мощности те се изработват от цели листове електротехническа стомана, като размерът на листовете се определя от диаметъра на ротора. Броят на листовете се определя от дължината на ротора, така че при еднакви размери на роторите разходите на стомана за двата случая са еднакви. Разходът на технологично време и труд за изработване на листата на магнитопровода при използване на лазер за изработването им се определя от дължината на контура за рязане. При неявнополюсния ротор контура е по-дълъг и например за ХГ3 за изрязване на листата за явнопо-

люсния ротор времето за нарязването им е 26 часа, а за неявнополусния ротор времето за нарязването им е 37 часа, т.е. с 42,3% повече. Подобно е съотношението и за останалите ХГ;

-Ротор набран –включва вал, листа роторни 1030бр., плоча крайна 2бр., сегменти на успокоителната намотка 2 бр., пръчка демпферна 64 бр. Разходът на електротехническа мед за успокоителната намотка при явнополусния и неявнополусния ротор е приблизително еднакъв. Разходът на труд за набиране на ротора, полагане и запояване на успокоителната намотка за явнополусния ротор за ХГ3 например е 156 часа, а за неявнополусния ротор е 224 часа;

-Ротор навит – за ХГ3 включва изолиране на роторните полюси/канални и роторна намотка. При явнополусния ротор има 32 комплекта роторни разпорки, 16 броя опори за челата на роторните бобини, 8 броя носещи шпилки за опори за челата на роторните бобини и два бандажа, носещи усилията от центробежните сили на челата на роторните бобини. При неявнополусния ротор има два намоткодържателя и 16 бандажа, носещи усилията от центробежните сили на челата на роторната намотка. Разходът на проводников материал за роторната намотка при явнополусния ротор е 286 kg, а при неявнополусния ротор е 151,3 kg, отношение 1,89. Подобно е съотношението при останалите ХГ – за ХГ1 то е 183 kg към 114,2 kg или 1,6; за ХГ2 е 236 kg към 185 kg или 1,3; за ХГ4 е 303,4 kg към 213,3 kg или 1,42. Има известна разлика в разхода на изолационни материали, но цената им е сравнително ниска и не се отразява съществено. Разходът на труд за навиване на ротора за ХГ3 при явнополусния ротор е 462 часа, а за при явнополусния ротор е 202 часа;

-Сумарен разход на труд за изработване на ротора - за ХГ3 направените разчети показват за явнополусния ротор 644 часа, а за неявнополусния ротор 463 часа, или 1,4 пъти повече време за явнополусния ротор. Подобно е съотношението и при останалите ХГ;

-Възбудител с въртящи се изправители – представлява трифазен синхронен генератор с обърната конструкция с трифазен мостов токоизправител. За двата ротора е с еднаква конструкция, но при неявнополусния ротор е със значително по-голяма мощност. За ХГ1 мощността за възбуждане на ХГ с явнополусен ротор е 3032W, а за неявнополусния ротор е 5117W, съотношение 0,58:1; за ХГ2 съответно 2943,6W към 5776W, или 0,51:1; за ХГ3 съответно 4254W към 8713,4W, или 0,49:1; за ХГ4 съответно 5570W към 15077W, или 0,37:1. Разликата в съотношението на загубите за възбуждане се дължи на възможностите на охладителната система да отведе загубите от възбудителната намотка, съответно приетата токова плътност във в.н. При явнополусната конструкция охлаждането на възбудителната намотка е влошено и допустимата плътност на тока е от порядъка на 2,3 до 2,6A/mm², докато при неявнополусната конструкция охлаждането на възбудителната намотка е значително по-добро и допустимата плътност на тока е от порядъка на 4 до 6A/mm². В същото време мястото за разполагане на проводниците на възбудителната намотка при явнополусната конструкция е значително по-голямо, от колкото при неявнополусната конструкция. За да се постигнат загуби за възбуждане при неявнополусната конструкция как-

то при явнополюсната трябва да се увеличат размерите на ротора, съответно на статора и да се оскъпи чувствително ХГ.

АНАЛИЗ НА ПОЛУЧЕНИТЕ РЕЗУЛТАТИ

От направените изследвания се вижда, че неявнополюсната и явнополюсната конструкция на ротора на ХГ имат своите предимства и недостатъци. Обобщено те са следните:

-Загуби и коефициент на полезно действие – Както се вижда от изчисленията за разглежданите генератори най-съществена е разликата в загубите за възбуждане, които представляват около 15 - 20% от общите загуби при явнополюсната конструкция и 25 – 29% при неявнополюсната конструкция. Освен това нарастват и допълнителните загуби в стоманата, предизвикани от увеличените пулсации на магнитната индукция във въздушната междина при неявнополюсната конструкция. Това води до намаляване на к.п.д. при ХГ с неявнополюсната конструкция с 1,5 до 2,3% за разглежданите ХГ. Очевидно по отношение добър к.п.д. предимство има явнополюсната конструкция.

-Хармоници на линейното е.д.н. (ТНД) – резултатите от изчисленията за четирите ХГ показват, че при явнополюсната конструкция съдържанието на хармоници в кривата на линейното е.д.н. е по-ниско, от колкото при неявнополюсната конструкция и пулсациите на магнитната индукция във въздушната междина са по-ниски. При добре подбрани съотношения на зъбно-каналното деление на ротора и статора и подходяща конфигурация на каналите хармоничния състав може да бъде силно ограничен и разликата между двете роторни конструкции да се сведе до минимум.

-Магнитодвижещо напрежение (м.д.н.) за полюс на ХГ – от изчисленията на четирите ХГ се вижда, че при описаните условия м.д.н. при номинално напрежение на празен ход при неявнополюсната конструкция е с 15 – 20% по-ниско от колкото при явнополюсната конструкция, но при номинален товар м.д.н. при неявнополюсната конструкция е с няколко процента по-високо от това при явнополюсната конструкция. Причина за това е, че въздушната междина при неявнополюсната конструкция е избрана равна на минималната въздушна междина при явнополюсната конструкция, така че м.д.н. за нея е по-малко от това при явнополюсния ротор, но при товар има по-силно изразено размагнитващо действие на реакцията на тока на котвата. Получените разлики са малки и не влияят съществено върху показателите на ХГ.

-Разход на материали за производство на ХГ – направените изследвания показват, че съществена разлика има в количеството проводников материал за възбудителната намотка. При неявнополюсната конструкция разходът на мед за в.н. е с 20 до 50% по-нисък в сравнение с този при явнополюсната конструкция. Като се има пред вид високата цена на електролитната мед за проводници това е сериозно предимство. Тук трябва да се вземе пред вид и факта, че увеличението на мощността за възбуждане води до увеличаване на мощността на възбудителния генератор, което води до увеличение на разходите за материали за изработването му и се отслабва ефекта от по-малкия разход на материали за възбудителната намотка.

-Разход на труд – от анализа за разхода на труд при производството на ХГЗ се вижда, че при явнополюсната конструкция времето за изработване на ротора е с около 40% по-голямо от колкото при неявнополюсната конструкция. Очевидно по отношение на разхода на материали и труд за производство на ХГ явнополюсната конструкция е с предимство и цената на ХГ е по-ниска.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработена е методика за оценка на основните показатели на синхронни ХГ със средна мощност с неявнополюсна и явнополюсна конструкция на ротора. Направено е електромагнитно изчисление на четири ХГ с мощност от 240 до 1000kVA, разработени са 2D модели за изследване на пространствената крива на магнитната индукция във въздушната междина и са определени хармониците на линейното е.д.н. при номинално напрежение на п.х. На база на получените резултати са направени изводи за приложимостта на едната или другата конструкция на ротора в зависимост от поставените изисквания към ХГ. Предложената методика за оценка е приложима за избор на типа на ротора при проектиране както на единични образци, така и на серии синхронни ХГ със средна мощност.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ангелов А.М., Д.А. Димитров, Електрически машини II част, ДИ «Техника», София, 1988.
2. Копылов И. П., Б. К. Клоков, В. П. Морозкин, Б. Ф. Токарев. Проектирование электрических машин, Москва ФГУП Издательство “Высшая школа”, 2005.
3. Абрамов А.И., В. Иванов-Смоленский, Проектирование гидрогенераторов и синхронных компенсаторов, Москва ФГУП Изд. “Высшая школа”, 2001.
4. Копылов И. П., Электрические машины, Москва ГУП Издательство “Высшая школа”, 2000.
5. Meeker D., Finite Element Method Magnetics, Version 3.3, User’s Manual.

Автори: Димитър Сотиров, доц. д-р, катедра “Електрически машини” (ЕМ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: dkso@tu-sofia.bg ; Валентин Филипов, маг. инж. Изпълнителен директор ИХБ Електрик АД (ЕМ), E-mail address: v.filipov@ihbelectric.com; Пламен Ризов, доц. д-р, катедра “Електрически машини” (ЕМ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: pmri@tu-sofia.bg ; Ангел Бахчевански, маг. инж. докторант, “Електрически машини” (ЕМ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: angel_n_b@abv.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Радослав Спасов

ВЛИЯНИЕ НА КОНТАКТНИТЕ СЪПРОТИВЛЕНИЯ ВЪРХУ ЗАГРЯВАНЕТО НА ТОКОВОДЕЩИТЕ ВЕРИГИ В КОМПЛЕКТНО КОМУТАЦИОННО УСТРОЙСТВО ЗА НИСКО НАПРЕЖЕНИЕ

Иван Хаджиев, Диан Маламов, Иван Ячев

Резюме: В работата е изследвано влиянието на контактните съпротивления върху загряването на тоководещите вериги в комплектно комутационно устройство за ниско напрежение. Стойностите на контактните съпротивления са получени експериментално. Дадена е графична зависимост на контактното съпротивление от контактната сила за медни шини с размери 15x3mm. и 20x3mm. Получено е разпределението на температурното поле в тоководещите елементи при различни стойности на контактното съпротивление.

Ключови думи: контактното съпротивление, контактна сила, загряване, комплектно комутационно устройство за ниско напрежение

INFLUENCE OF CONTACT RESISTANCES ON HEATING OF THE CURRENT-CARRYING CIRCUITS IN A LOW-VOLTAGE SWITCHBOARD

Ivan Hadzhiev, Dian Malamov, Ivan Yatchev

Abstract: The paper presents a study of the influence of contact resistances on the heating of the current-carrying circuits in a low-voltage switchboard. The values of the contact resistances have been obtained experimentally. A graphic dependence of the contact resistance on the contact force for copper busbars with dimensions 15x3mm and 20x3mm is presented. The distribution of the temperature field in the current-carrying elements at different values of the contact resistance is obtained.

Keywords: contact resistance, contact force, heating, low voltage switchboard

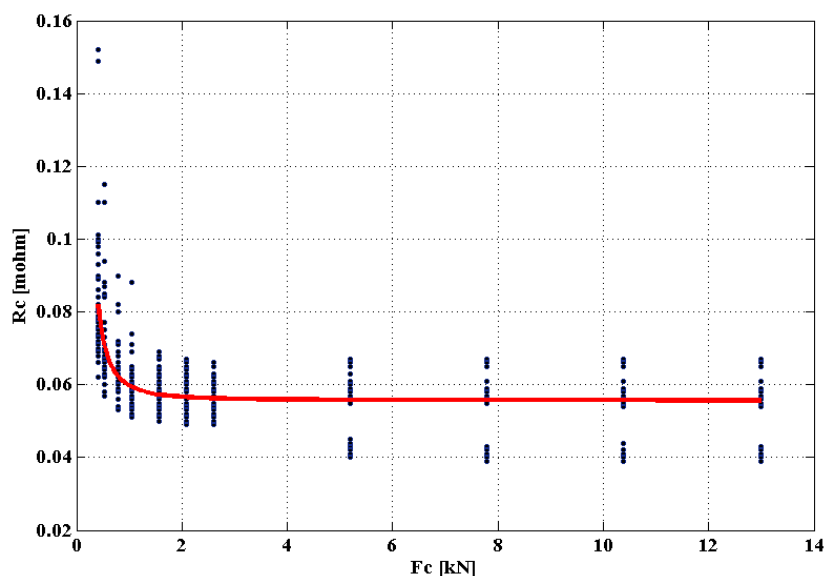
1. ВЪВЕДЕНИЕ

В комплектните комутационни устройства (ККУ) за ниско напрежение типичен функционален елемент са шинните системи, които се характеризират със сложни конфигурации и връзки. Това обуславя и значителен брой контактни съединения. Наличието на контактни съединения е предпоставка за увеличаване на съпротивлението и прегряване на електрическото съоръжение. Един от проблемите при изследване на загряването на тоководещите вериги е задаването на стойностите на контактното съпротивление. Известно е, че контактното съпротивление зависи от сложни физически процеси, голяма част от които имат случаен характер и неговото аналитично определяне е свързано с големи неточности [1], [2]. В [3] са предложени формули, в които влиянието на микро и мак-

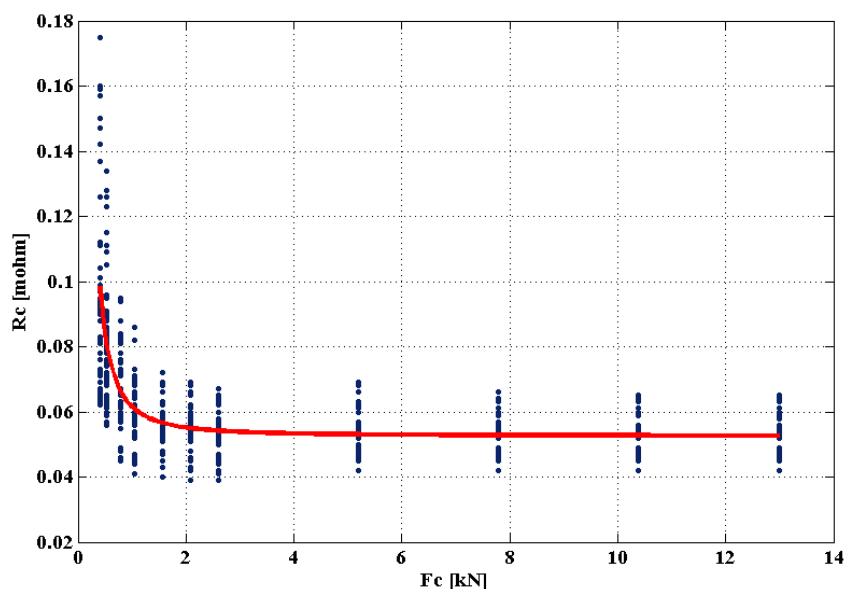
ро геометрията и твърдостта на контактните повърхности е отразена чрез емпирични коефициенти. Диапазонът на изменение на тези коефициенти е голям, което води също до незадоволителна точност на получените резултати. Освен това предложените формули не отразяват специфичните конструктивни особености на контактните повърхности. Интерес представлява предложения анализ на равнинни контактни съединения чрез числен метод, при което се отчитат геометричните и физични характеристики на контактните повърхности. Предложеният в [4], [5] и [6] метод е приложен за анализ на равнинни контактни съединения със специфична конструкция, което не е възможно чрез методите дадени в [2] и [3]. Независимо от напредъка в теоретичните изследвания, на този етап си остава актуално експерименталното определяне на контактното съпротивление [7]. Известни са фирмени софтуерни продукти, които дават възможност за определяне температурата на въздуха в ККУ, но не позволяват определяне на температурата на тоководещите елементи и отчитането на контактните съпротивления [8]. На базата на разработен от авторите модел в [9] в настоящия доклад е изследвано загряването на тоководещите вериги в ККУ с отчитането на влиянието на контактните съпротивления, които са определени експериментално.

2. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КОНТАКТНОТО СЪПРОТИВЛЕНИЕ МЕЖДУ МЕДНИ ШИНИ

За определянето на контактното съпротивление между шините е избран сравнителният метод даден в [7]. Експерименталните изследвания са проведени върху два вида медни шини 15x3mm и 20x3mm, без допълнителна обработка на повърхността. За всеки размер медна шина са изработени по пет образца, върху които са направени по десет независими опити. От получените експериментални данни са построени графичните зависимости на контактното съпротивление от контактната сила показани на фиг.1 и фиг.2.



Фиг.1. Зависимост на средната стойност на контактното съпротивление R_c от контактната сила F_c между медни шини с размери 15x3mm.

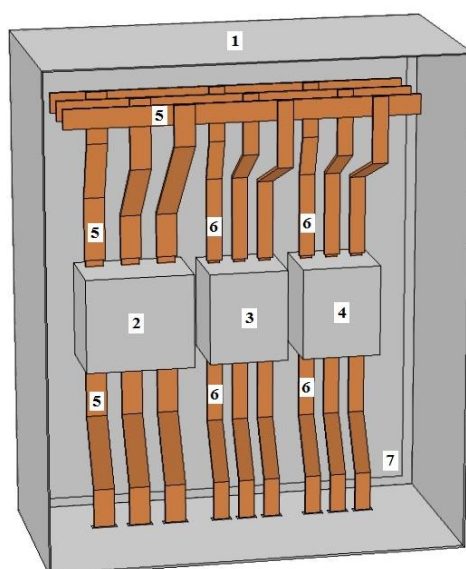


Фиг.2. Зависимост на средната стойност на контактното съпротивление R_c от контактната сила F_c между медни шини с размери 20x3mm.

3. ВЛИЯНИЕ НА КОНТАКТНИТЕ СЪПРОТИВЛЕНИЯ ВЪРХУ ЗАГРЯВАНЕТО НА ТОКОВОДЕЩИТЕ ВЕРИГИ В ККУ

3.1. КОНСТРУКЦИЯ НА ККУ

Конструкцията на изследваното ККУ е показана на фиг. 3. ККУ е със степен на защита IP 65, в което са разположени един входен (2) и два изходни прекъсвача (3) и (4). Тоководещите връзки са реализирани чрез медни шини. Елементите са монтирани на монтажна плоча изработена от стоманен лист.



Фиг.3. Конструкция на ККУ.

1 – Метален шкаф с размери 500x400x200mm(ВxШxД); 2 – Автоматичен прекъсвач с $I_n=250A$; 3 – Автоматичен прекъсвач с $I_n=160A$; 4 – Автоматичен прекъсвач с $I_n=100A$; 5 – Медна шина с размери 20x3mm; 6 – Медна шина с размери 15x3mm; 7 – Монтажна плоча.

3.2. МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ

Математическият модел се състои от два компонента (електрически и топлинен), които са свързани чрез специфичната електрическа проводимост, която зависи от температурата. Електрическото поле се определя със следната система уравнения:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = 0 \quad (1)$$

$$\mathbf{J} = \sigma(T) \cdot \mathbf{E} \quad (2)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla V \quad (3)$$

$$q = \sigma(T) \cdot \mathbf{E}^2 \quad (4)$$

където: \mathbf{J} е вектор на токовата плътност; \mathbf{E} е вектор на интензитета на електрическото поле; V е скаларен електрически потенциал; q са специфичните загуби на мощност; $\sigma(T)$ е специфична електрическа проводимост в обема на тоководещите елементи:

$$\sigma(T) = \frac{1}{\rho_0 [1 + \alpha(T - T_0)]} \quad (5)$$

където: ρ_0 е специфично електрическо съпротивление в обема на тоководещите елементи при температура T_0 ; T е температурата в елементарен обем от тоководещия елемент; α е температурен коефициент на специфичното съпротивление. Специфичните повърхностни загуби в контактните съединения се определят съгласно формулата:

$$p_c = \sigma_s \cdot \mathbf{E}^2 \quad (6)$$

където: σ_s е специфична повърхностна проводимост за единица площ, определена по формула (7).

$$\sigma_s = \frac{1}{R_c \cdot S_c} \quad (7)$$

където R_c е стойност на контактното съпротивление, получена експериментално; S_c е привидната контактна площ.

Решението на електрическата задача е при следните начални и гранични условия:

- на сеченията на входните шини е зададен електрически потенциал 0 V ;
- на сеченията на изходните шини е зададен електрически ток.
- по повърхността на тоководещите елементи е изпълнено граничното условие:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0 \quad (8)$$

Получените загуби на мощност от решението на електрическата задача, представляват източници на топлина за решаване на задачата за топлинното поле.

В обема на ККУ процесите на топлопренасяне са сложни, поради което не могат да се опишат чрез закона на Нютон. В този случай математическият модел за определяне разпределението на температурата в таблото се описва с уравнения (9) - (11) за конвективния топлообмен и уравнение (12) за лъчистия топлообмен:

- уравнение на движението (уравнение на Навие-Стокс):

$$\gamma(\mathbf{v} \cdot \nabla) \mathbf{v} = \gamma \mathbf{g} - \nabla p + \eta \nabla^2 \mathbf{v} + \frac{1}{3}(\eta \nabla) \nabla \cdot \mathbf{v} \quad (9)$$

където: \mathbf{v} е скорост на въздуха; \mathbf{g} е ускорение на силовото поле (при земни условия – земното гравитационно поле); γ е плътност на флуида; p е налягане; η е динамичен вискозитет.

- уравнение на непрекъснатостта:

$$\nabla \cdot (\gamma \mathbf{v}) = 0 \quad (10)$$

- уравнение на топлопроводимостта:

$$\gamma c_p \mathbf{v} \cdot \nabla T = \nabla \cdot (\lambda \nabla T) + Q \quad (11)$$

където: c_p е специфичен топлинен капацитет при постоянно налягане; λ е коефициент на топлопроводимост; Q са източниците на топлина в обема на ККУ.

- уравнение на лъчистия топлообмен между повърхности:

$$F_s = \varepsilon (G - kT^4) \quad (12)$$

където: ε е степен на чернота; G е падащ лъчист поток в разглежданата точка от повърхността; $k = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{W/m}^2 \text{K}^4$ е константа на Стефан-Болцман; T е температура на разглежданата точка от повърхността.

Топлоотдаването от външната повърхност на шкафа към околната среда се определя при отчитане на топлоотдаването чрез конвекция и лъчистия топлообмен съответно формулите:

$$-\lambda \left(\frac{\partial T}{\partial n} \right) = h(T_s - T_{amb}) \quad (13)$$

където: λ е коефициент на топлопроводимост на шкафа; h е коефициент на топлоотдаване чрез конвекция, определен в програмата по метода чрез критериалните уравнения на подобие; T_s е температура на външната повърхност на таблото; T_{amb} е околна температура.

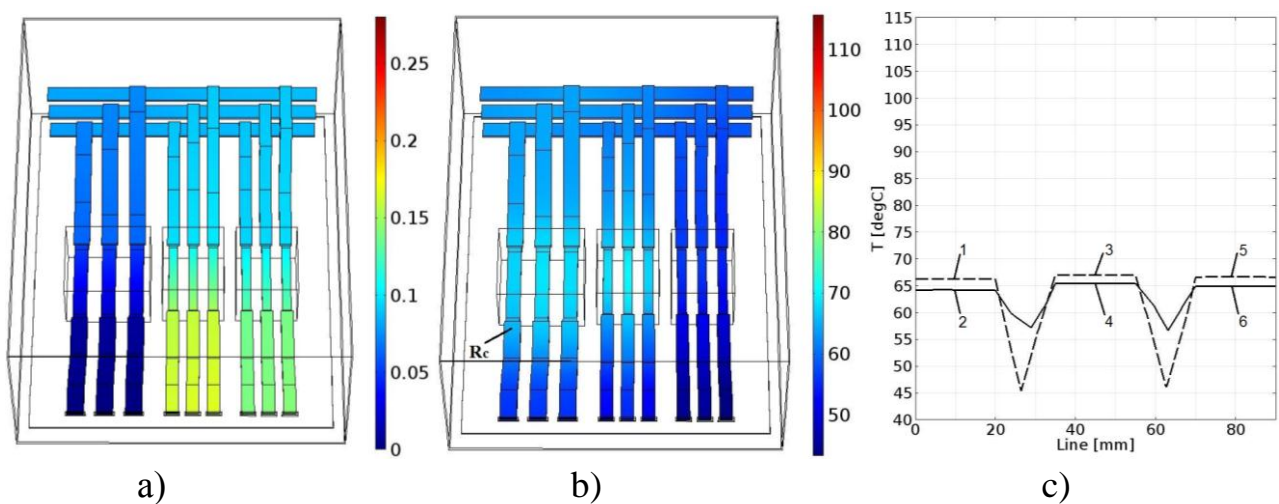
$$F = \varepsilon k (T_s^4 - T_{amb}^4) \quad (14)$$

3.3. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ

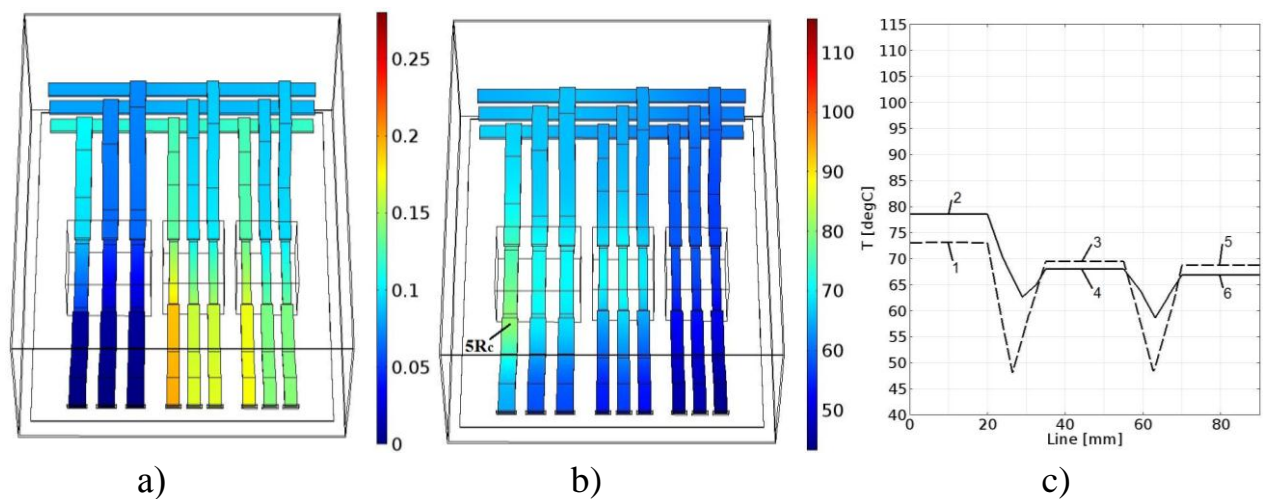
На базата на компютърен модел на описаното по-горе ККУ, разработен от авторите в [9], са получени резултати за разпределението на скаларния електрически потенциал и температурното поле на тоководещите вериги. Изследвано е загряването на входни клеми (2, 4, 6) и изходни клеми (1, 3, 5) на главния прекъсвач, при изменение на контактното съпротивление на клема 2. Направените компютърни симулации са при стойности на контактното съпротивление, $R_{ci} = n \cdot R_c$, където $n = 1, 2, 3, 5, 10, 15$. Входният ток е 150А, разпределен между изходните прекъсвачи съответно 92,3А и 57,7А.

На фиг.4, фиг.5 и фиг.6 са показани разпределението на следните величини:

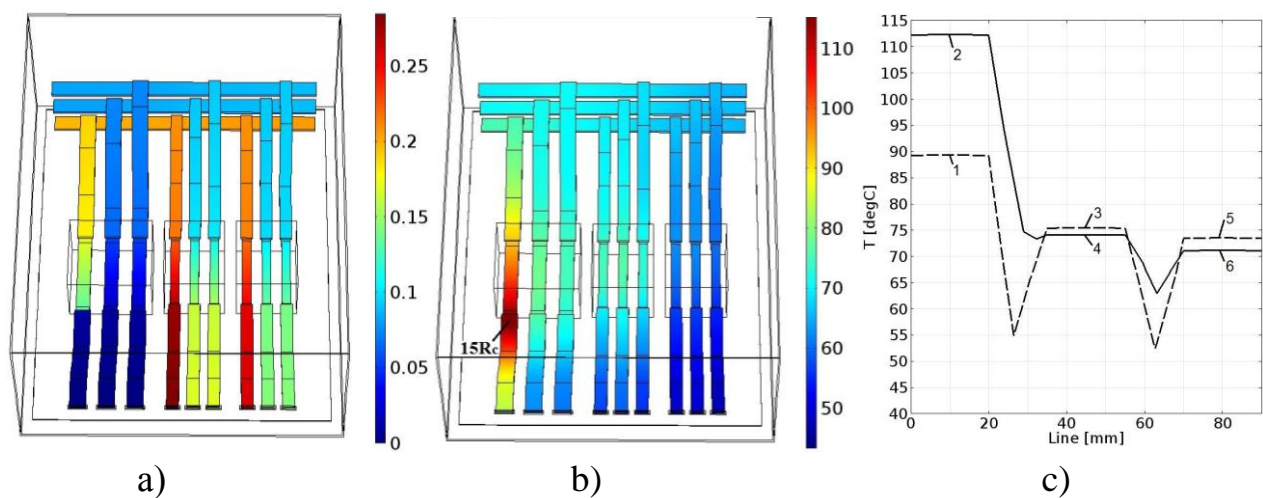
- а) – скаларен електрически потенциал [V] на тоководещите елементи;
- б) – температурното поле [°C] в тоководещите вериги;
- в) – изменение на температурата [°C] по линия, минаваща по повърхностите на входните клеми (2, 4, 6) и изходните клеми (1, 3, 5).



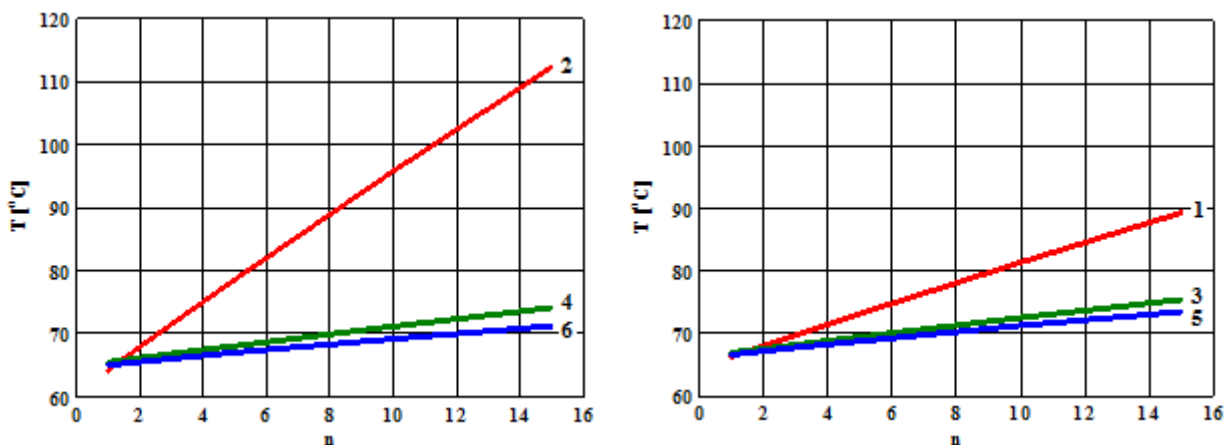
Фиг.4. Изменение на скаларния електрически потенциал и температурата на тоководещите вериги при средна стойност на контактното съпротивление ($n=1$).



Фиг.5. Изменение на скаларния електрически потенциал и температурата на тоководещите вериги при $n=5$.



Фиг.6. Изменение на скаларния електрически потенциал и температурата на тоководещите вериги при $n=15$.



Фиг.7. Зависимост на температурата на клемите (2, 4, 6 – входни и 1, 3, 5 – изходни) на главния прекъсвач от контактното съпротивление на клема 2.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Зависимостта на контактното съпротивление от контактната сила за медни шини с размери 15x3mm. и 20x3mm. е съществена до около 2kN. Посочената стойност на силата е по-ниска от силата, получена при номиналния въртящ момент съгласно стандарта.

2. При увеличаване приблизително над осем пъти на средната стойност на контактното съпротивление на клема 2 на главния прекъсвач, се получава прегряване над допустимото съгласно стандарт БДС EN 61439-1.

3. Загриването на клема 2 води до увеличаване на прегряването на съседните клемите, като най-съществено е прегряването за клема 1, намираща се на един полюс с клема 2.

4. Увеличаването на прегряването на съседните клемите се дължи на увеличаване на температурата на въздуха около контактните съединения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Александров А., И. Ячев, *Електрически апарати - част II*, Авангард Прима, София, 2010
- [2] Ценева Р, *Електрически контакт*, София, 2004
- [3] Дзекцер, Ю. С. Висленев, *Многоамперные контактные соединения*, Ленинград Энергоатомиздат, Ленинградское отделение, 1987
- [4] Tzeneva R, Slavtchev Y, Mastorakis N., Mladenov V, *Experimental Investigation of Contact Resistance of Slotted and Perforated Bolted Busbar Connections*, 12-th WSEAS International Conference on CIRCUITS, Heraklion, Greece, July 22-24, 2008, pp 142-146

- [5] Tzeneva R., Slavtchev Y. and Mladenov V., *New Connection Design of High Power Bolted Busbar Connections*, Volume 1 of the Proceedings of the 11-th WSEAS International Multiconference CSCC (Circuits, Systems, Communications, Computers), Agios Nikolaos, Crete Island, Greece, July 23-28, 2007, pp. 227-232
- [6] Tzeneva R., Slavtchev Y., Mladenov V., *Bolted Busbar Connections with Slotted Bolt Holes*, Proceedings of the 10-th WSEAS Conference on CIRCUITS, Vouliagmeni Beach, Athens, Greece, July 10-12, 2006, pp. 91-95.
- [7] Маламов Д., Хаджиев И., *Експериментално изследване на контактното съпротивление между шини*, IV научна конференция - ЕФ 2012 том 1, Созопол, България, стр. 99-105
- [8] *Overtemperature calculation tool – User Guide*, ABB, 2008
- [9] Hadzhiev I., Malamov D., Yatchev I., *Influence of overall dimensions and materials of a switchboard on the thermal field distribution*, Proceedings of the XVIII-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies – SIELA 2014 Bourgas, Bulgaria, pp. 73-76

Автори: Иван Хаджиев, асистент, катедра „Електротехника“, Факултет по Електроника и Автоматика, Технически Университет-София, Филиал Пловдив, докторант, катедра „Електрически апарати“, Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: hadzhiev_tu@abv.bg; Диан Маламов, доц. д-р, катедра „Електротехника“, Факултет по Електроника и Автоматика, Технически Университет-София, Филиал Пловдив, E-mail adress: deanmalamov@abv.bg; Иван Ячев, проф. дтн, катедра „Електрически апарати“, Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: yatchev@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.312.2014 г.

Рецензент: проф. дтн инж. Райна Ценева

ВЛИЯНИЕ НА УСЛОВИЯТА НА ОХЛАЖДАНЕ ВЪРХУ ЗАГРЯВАНЕТО НА КОМПЛЕКТНО КОМУТАЦИОННО УСТРОЙСТВО ЗА НИСКО НАПРЕЖЕНИЕ

Иван Хаджиев

Резюме: В работата е изследвано влиянието на условията на охлаждане върху загряването на комплектно комутационно устройство (ККУ) за ниско напрежение. Разгледано е влиянието на мястото на монтаж на ККУ върху загряването на ККУ при охлаждане чрез естествена конвекция и лъчение към околната среда. Дадено е влиянието на разположението на вентилационните решетки и скоростта на въздуха при принудителна конвекция върху загряването на ККУ. Получено е разпределението на температурното поле в ККУ при различни условия на охлаждане.

Ключови думи: условия на охлаждане, загряване, комплектно комутационно устройство за ниско напрежение

INFLUENCE OF THE COOLING CONDITIONS ON HEATING A LOW-VOLTAGE SWITCHBOARD

Ivan Hadzhiev

Abstract: The paper studies the influence of the cooling conditions on heating a low-voltage switchboard. The influence of the place for mounting a low-voltage switchboard on heating the switchboard is considered for cooling by natural convection and by radiation toward the ambience at the same time. The influence of both the location of the ventilation grilles and the air velocity in a forced convection on heating the switchboard is given. The distribution of the temperature field in the switchboard is obtained for different cooling conditions.

Keywords: cooling conditions, heating, low voltage switchboard

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Комплектните комутационни устройства (ККУ) за ниско напрежение (фиг.1) са електротехнически съоръжения, които са важни за надеждността на електроснабдяването [1]. Техническите характеристики на комутационните апарати съгласно [2], [3] са нормирани при околна температура до 40⁰С. В повечето случаи електрическите апарати са монтирани в ККУ. Температурата в затворените ККУ е по-висока от околната и това влияе неблагоприятно върху работата на електрическите апарати. За експлоатация при по-висока околна температура производителите на електрически апарати препоръчват намаляване на допустимото

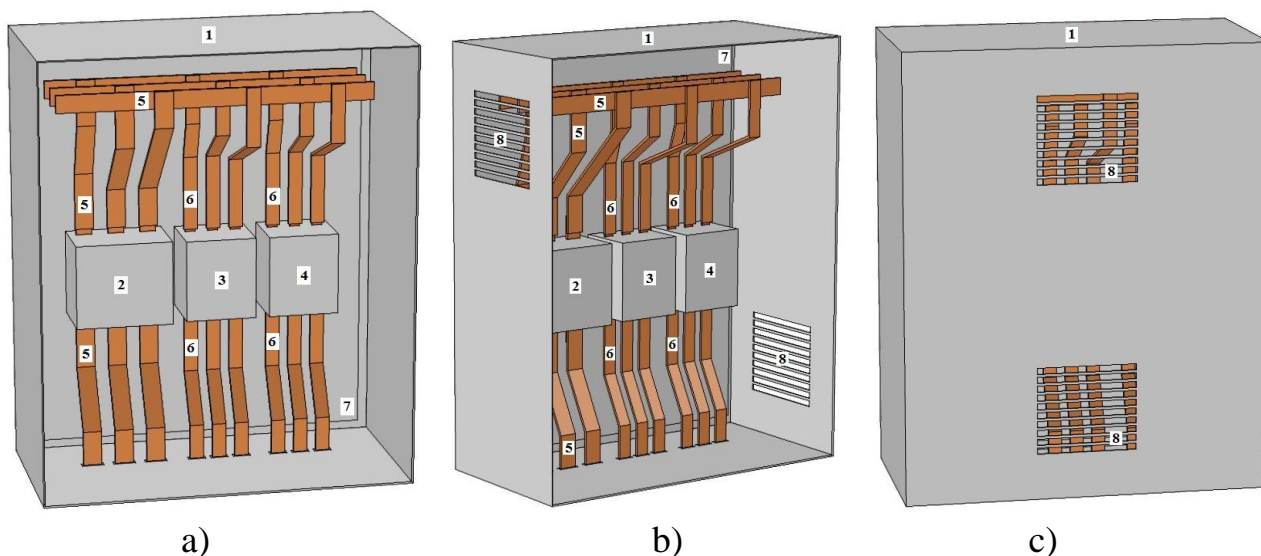
токово натоварване на комутационните апарати [4]. Допустимите загрявания на елементите в ККУ се регламентират съгласно [5]. Загряването на ККУ зависи от:

- източниците на топлина в ККУ (загуби в проводници, електрически апарати и др.);
 - мястото на монтаж на ККУ, което влияе върху условията на охлаждане;
 - начина на охлаждане на ККУ (естествена или принудителна конвекция)
- и др.

В стандарт [6] е даден аналитичен метод за определяне прегряването на въздуха в ККУ при естествена конвекция. Детайлното изследване на загряването на ККУ може да стане чрез анализ на температурното поле в ККУ. За целта в настоящия доклад са разработени компютърни модели в средата на програмния продукт Comsol [7]. Получени са резултати за загряването на ККУ при различни варианти на монтаж и условия на охлаждане на ККУ.

2. КОНСТРУКЦИИ НА ККУ

Конструкциите на изследваните ККУ са показани на фиг.1. В ККУ са разположени един входен (2) и два изходни прекъсвача (3) и (4). Тоководещите връзки са реализирани чрез медни шини. Елементите са монтирани на монтажна плоча изработена от стоманен лист.



Фиг.1. Конструкции на ККУ:

а) – без вентилационни решетки (вратата не е показана); б) – с вентилационни решетки разположени на страничните страни (вратата не е показана); в) - с вентилационни решетки разположени на вратата.

1 – Метален шкаф са размери 500x400x200mm.(ВxШxД); 2 – Автоматичен прекъсвач с $I_n=250A$; 3 – Автоматичен прекъсвач с $I_n=160A$; 4 – Автоматичен прекъсвач с $I_n=100A$; 5 – Медна шина с размери 20x3mm.; 6 – Медна шина с размери 15x3mm.; 7 – Монтажна плоча; 8 – Вентилационна решетка.

3. ВАРИАНТИ НА ИЗСЛЕДВАНОТО ККУ СПОРЕД УСЛОВИЯТА НА ОХЛАЖДАНЕ

3.1. СПОРЕД НАЧИНИ НА МОНТАЖ НА ККУ ПРИ ЕСТЕСТВЕНА КОНВЕКЦИЯ

Разгледани са следните варианти на монтаж на ККУ:

- вариант 1 – стоящо табло, с охлаждане в спокоен въздух от всички страни;
- вариант 2 – задната страна е топлоизолирана;
- вариант 3 – страничната страна е топлоизолирана;
- вариант 4 – задната и страничната страна са топлоизолирани;
- вариант 5 – задната и двете страничните страни са топлоизолирани;
- вариант 6 – всички страни са топлоизолирани, с изключение на лицевата (вградено в ниша табло).

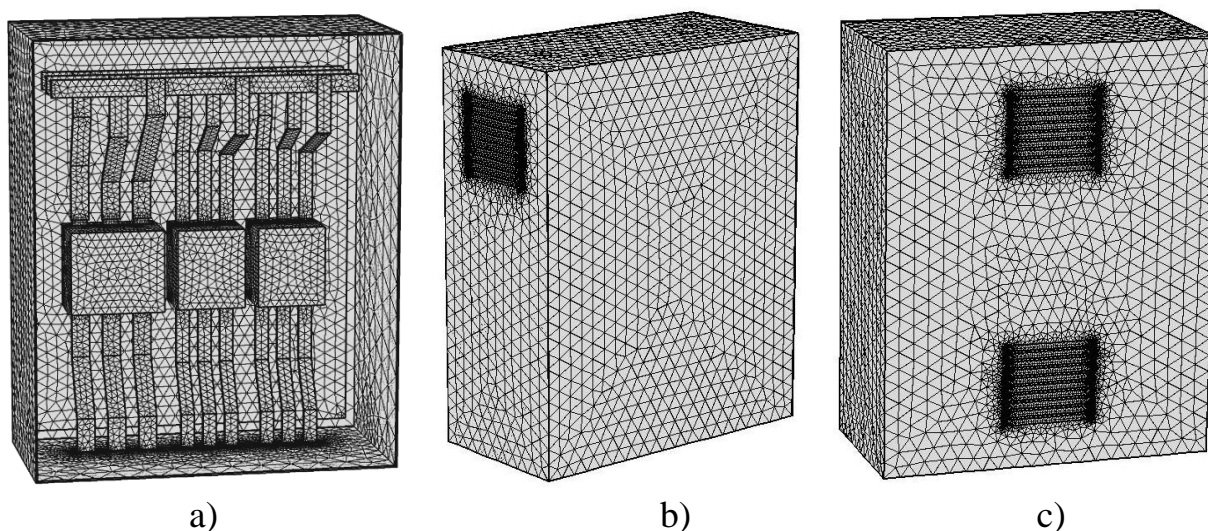
3.2. СПОРЕД УСЛОВИЯТА НА ОХЛАЖДАНЕ ПРИ ПРИНУДИТЕЛНА КОНВЕКЦИЯ

Разгледани са следните варианти на охлаждане:

- вариант 7 – представлява вариант 1 съгласно т. 3.1 с вентилационни решетки съгласно фиг.1.b;
- вариант 8 – представлява вариант 1 съгласно т. 3.1 с вентилационни решетки съгласно фиг.1.c.

4. КОМПЮТЪРНИ МОДЕЛИ

На базата на конструкциите описани по-горе, допусканията и математическия модел дадени в [8], [9] са разработени компютърни модели в средата на програмния продукт Comsol [7]. За анализа на моделите е използван методът с крайните елементи, чиято мрежа е показана на фиг.2.



Фиг.2. Мрежа на крайни елементи на ККУ:

- a) – без вентилационни решетки; b) – с вентилационни решетки разположени на страничните страни; c) - с вентилационни решетки разположени на вратата.

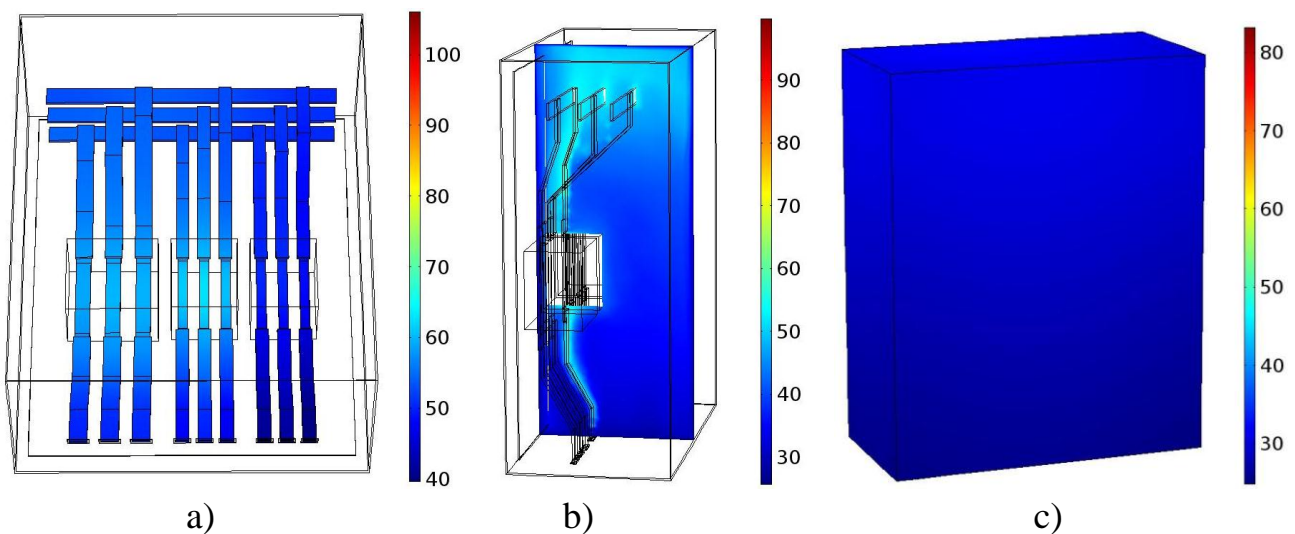
5. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ

Чрез разработените компютърни модели са изследвани вариантите описани в 3. Получени са резултати за изменението на скоростното поле и разпределението на температурното поле в обема на ККУ. Направените компютърни симулации са при входен ток 150А, разпределен между изходните прекъсвачи съответно 92,3А и 57,7А.

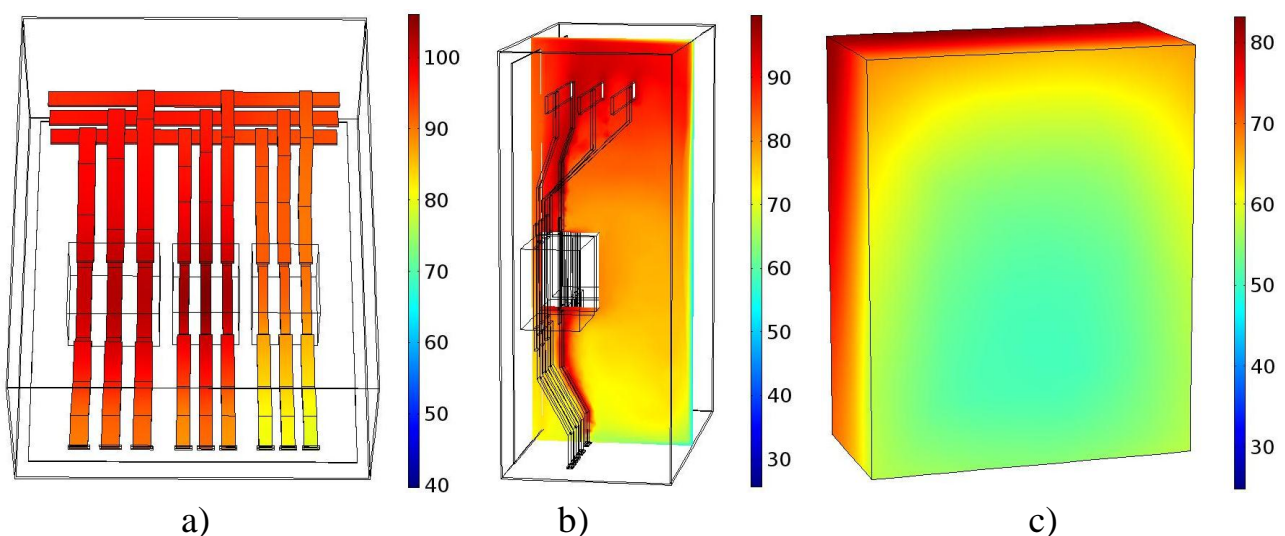
5.1. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНИЯТА ЗА ВАРИАНТИ ПО Т.3.1.

На фиг.3 и фиг.4 са показани разпределението на температурното поле:

- а) – в тоководещите вериги;
- б) – по сечение минаващо през средата на ККУ;
- в) – по повърхността на ККУ.

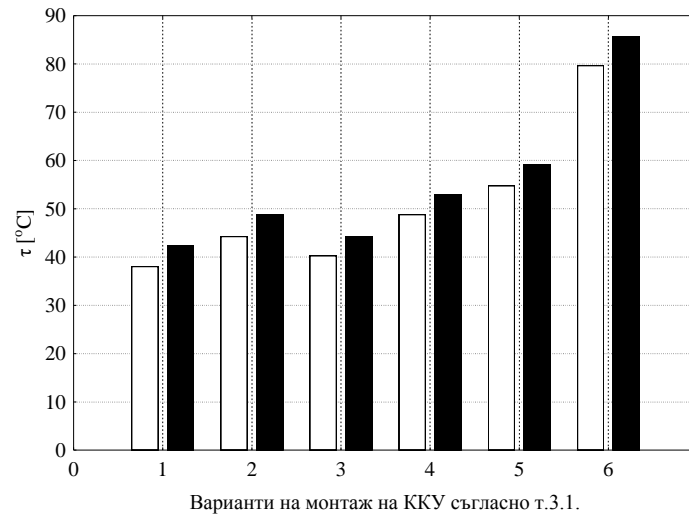


Фиг.3. Разпределение на температурното поле [°C] в ККУ съгласно вариант 1.



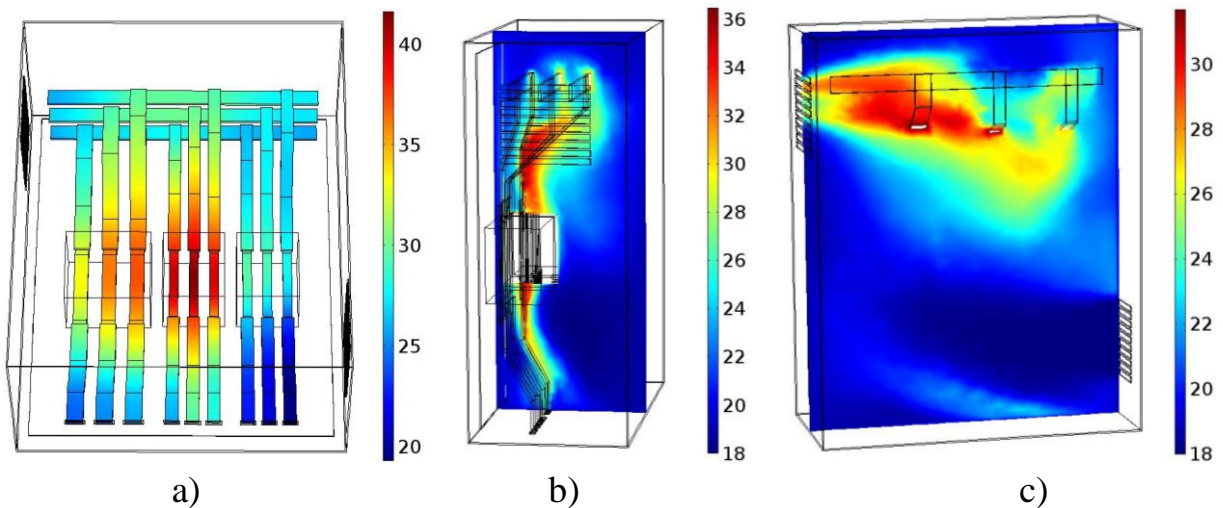
Фиг.4. Разпределение на температурното поле [°C] в ККУ съгласно вариант 6.

На фиг.5 е дадено прегряване на входните клеми на главния прекъсвач и максималното прегряване на въздуха в ККУ.

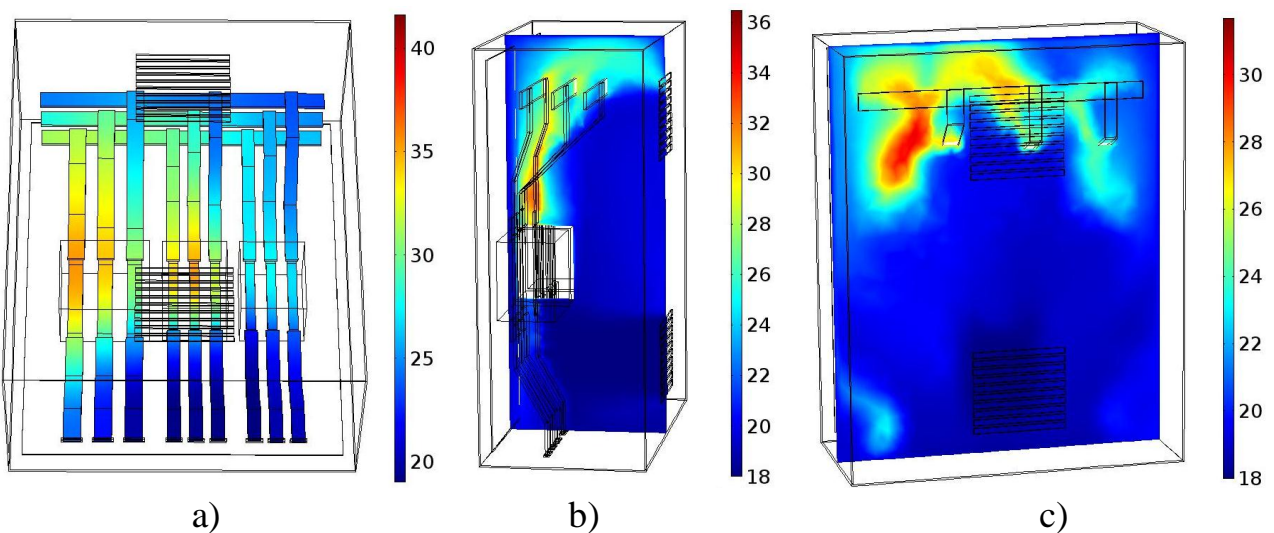


Фиг.5. Преграждане на входните клеми на главния прекъсвач (в бяло) и максимално преграждане на въздуха в ККУ (в черно).

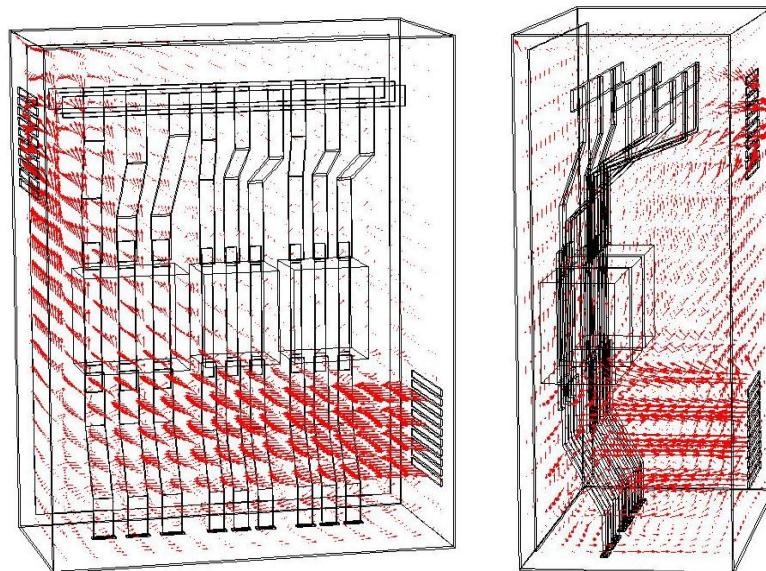
5.2. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗСЛЕДВАНИЯТА ЗА ВАРИАНТИ ПО Т.3.2.



Фиг.6. Разпределение на температурното поле [°C] в обема на ККУ при скорост на входящия въздух 2,5m/s за вариант 7.



Фиг.7. Разпределение на температурното поле [°C] в обема на ККУ при скорост на входящия въздух 2,5m/s съгласно вариант 8.



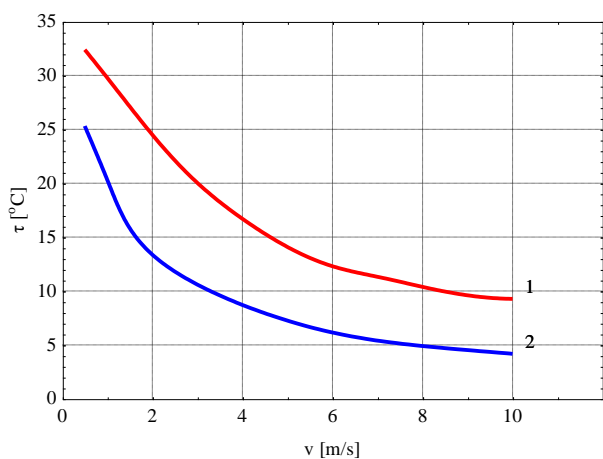
a)

b)

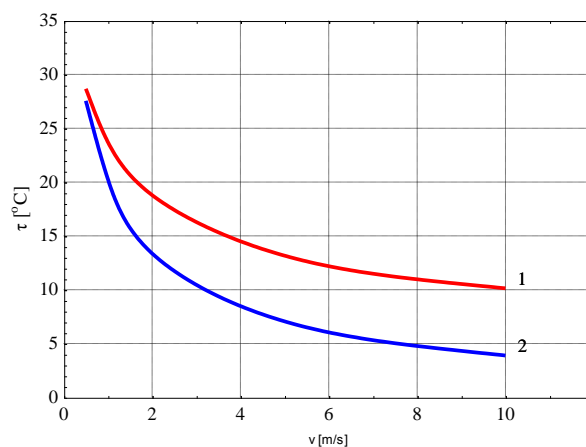
Фиг.8. Изменение на скоростното поле на въздуха в ККУ при:
 а) – вариант 7 съгласно т. 3.2; б) – вариант 8 съгласно т. 3.2.

На фиг.6 и фиг.7 са показани изменението на разпределението на температурното поле: а) – в тоководещите елементи на ККУ; б), с) – по две сечения разположение в средата на ККУ.

На фиг.8 е илюстрирано изменение на скоростното поле на въздуха в ККУ, а на фиг.9 и фиг.10 е показана зависимостта на прегряването на входни клеми на главния прекъсвач (крива 2) и максималното прегряване на въздуха в ККУ (крива 1) от скоростта на входящия въздух в ККУ при принудителна конвекция.



Фиг.9. Зависимост на прегряването на входните клеми на главния прекъсвач (крива 2) и максималното прегряване на въздуха в ККУ (крива 1) от скоростта на входящия въздух за вариант 7



Фиг.10. Зависимост на прегряването на входните клеми на главния прекъсвач (крива 2) и максималното прегряване на въздуха в ККУ (крива 1) от скоростта на входящия въздух за вариант 8.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базата на получените данни могат да се направят следните изводи:

- разработените модели могат да се използват за определяне на параметрите на вентилатора при принудително охлаждане на комплектните комутационни устройства;
- характерът на изменение на прегряването на входните клеми на главния прекъсвач и въздуха в комплектните комутационни устройства за вариант 7 при принудителна конвекция е аналогичен;
- максималното прегряване на входните клеми на главния прекъсвач и въздуха в комплектните комутационни устройства при входен ток 150А и естествена конвекция е най-малко за вариант 1, докато за вариант 6 е над допустимото, регламентирано в стандарт БДС EN 61439-1;
- установено е, че мястото на монтажа на комплектните комутационни устройства оказва съществено влияние върху тяхното загряването.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Александров А., *Електрически апарати*, Издателство на ТУ-София, 1999г.
- [2] БДС EN 60947-1:2007 - *Комутационни апарати за ниско напрежение. Част 1: Общи правила* (IEC 60947-1:2007).
- [3] БДС EN 60947-2:2006 - *Комутационни апарати за ниско напрежение. Част 2: Автоматични прекъсвачи* (IEC 60947-2:2006).
- [4] *ABB circuit-breakers inside LV switchboards*, Technical Application Papers 2006г.
- [5] БДС EN 61439-1:2011 - *Комплектни комутационни устройства за ниско напрежение. Част 1: Общи правила* (IEC 61439-1:2011).
- [6] IEC 60890 – *A method of temperature-rise assessment by extrapolation for partially type-tested assemblies (PTTA) of low-voltage switchgear and controlgear.*
- [7] *COMSOL Version 4.2 User's guide*, 2011.
- [8] Hadzhiev I., Malamov D., Yatchev I., *Computer model of the thermal field in a low voltage switchboard*, 7th International PhD Seminar on Computational electromagnetics and bioeffects of electromagnetic fields – CEMBEF 2013 Niš, Serbia, pp 17-20.

- [9] Hadzhiev I., Malamov D., Yatchev I., *Influence of overall dimensions and materials of a switchboard on the thermal field distribution*, Proceedings of the XVIII-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies – SIELA 2014 Bourgas, Bulgaria, pp. 73-76.

Автор: Иван Хаджиев, асистент, катедра „Електротехника”, Факултет по Електроника и Автоматика, Технически Университет-София, Филиал Пловдив, докторант, катедра „Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: hadzhiev_tu@abv.bg.

Постъпила на 15.12.2014 г

Рецензент: проф. дтн инж. Райна Ценева

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЗАВИСИМОСТТА НА ИЗХОДНИЯ СИГНАЛ НА ВТП ОТ ПРОВОДИМОСТТА ПРИ РАЗЛИЧНИ ФОРМИ НА ИМПУЛСА НА ВЪЗБУДИТЕЛНИЯ ТОК

Калинка Тодорова, Стефчо Гунински

Резюме: Разглежда се параметричен ВТП, включен в схема с идеален източник на ток. Създаден е числен модел и смесената задача (електрическа верига – полева задача) е решена по метода с крайните елементи с MagNet 7.4. Възбудителният ток е периодична поредица от импулси с различна форма на импулса – триъгълна и правоъгълна. Изходен сигнал е напрежението U на ВТП. Изследвана е зависимостта на изходния сигнал от проводимостта на контролирания обект. Информационни параметри на изходния сигнал са положителната и отрицателната амплитуди U_{m+} и U_{m-} .

Ключови думи: МКЕ, ударно възбуждане, импулсен вихротоков преобразувател

STUDY OF INFLUENCE OF THE ECT OUTPUT SIGNAL FROM CONDUCTIVITY AT DIFFERENT PULSE SHAPE OF THE EXCITATION CURRENT

Kalinka Todorova, Stefcho Guninski

Abstract: Analyzed parametric eddy current transducer (ECT) included in the scheme with an ideal current source. Created numerical model and the mixed problem (circuit - field assignment) is solved by FEM with MagNet 7.4. The excitation current is a periodic sequence of pulses with different shapes of pulses - a triangular and rectangular. Output signal is the voltage U of ECT. We examined the dependence of the output signal from the conductivity of the controlled object. Information the output signal parameters are positive and negative amplitudes U_{m+} and U_{m-} .

Key words: FEM, shock excitation, pulse eddy current transducer

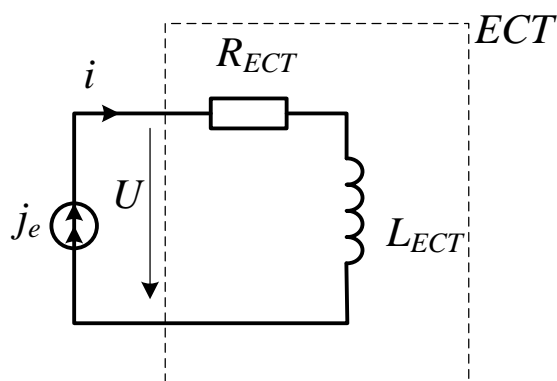
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Вихротоковият контрол се използва често, тогава когато трябва да се контролират определени параметри на различни обекти.

Импулсните методи все по-често се прилагат във вихротоковия безразрушителен контрол [1, 2, 3, 5, 6]. При импулсните методи изходният сигнал е многомерен. Това дава възможност за контрол на различни параметри на контролираните обекти.

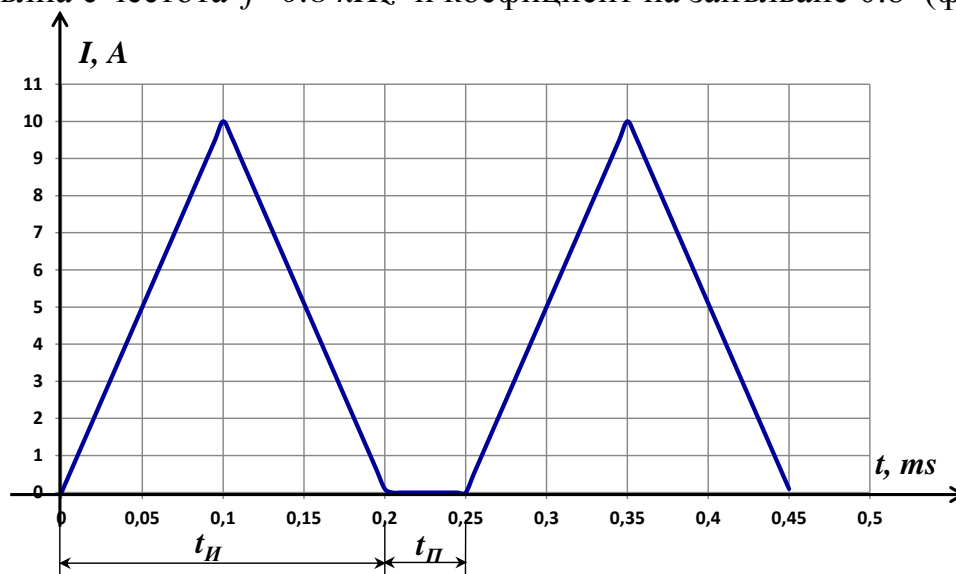
2. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

Разглежда се електрическа верига (фиг.1), в която е включен параметричен вихровотоков преобразувател (ВТП), захранен от идеален източник на ток.



Фиг.1.

Възбудителният ток е периодична поредица от импулси с различна форма на импулса – триъгълна с честота $f=4\text{ kHz}$ и коефициент на запълване 0.8 (фиг.2) и правоъгълна с честота $f=0.8\text{ kHz}$ и коефициент на запълване 0.8 (фиг.3).

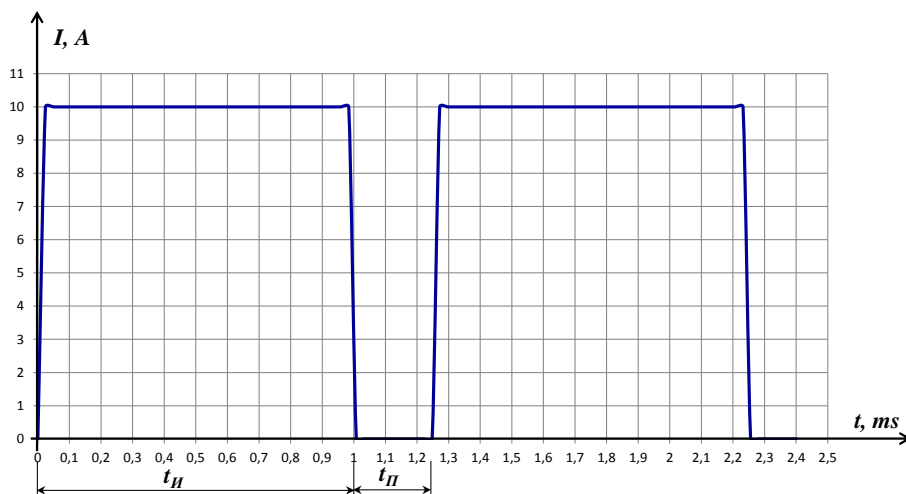


Фиг.2.

Входен сигнал за ВТП е токът $i = j_e$, а изходен – напрежението u . Информационни параметри на изходния сигнал са положителната и отрицателната амплитуди U_{m+} и U_{m-} на напрежението на изводите на намотката на преобразувателя.

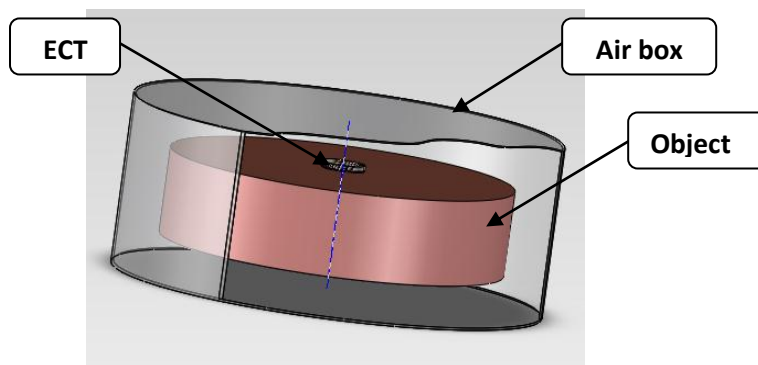
Създаден е числен модел от образец (контролиран обект – КО), който е неферомагнитен, проводящ цилиндър със специфична електрическа проводимост γ . ВТП е параметричен и представлява цилиндрична намотка от меден проводник.

Преобразувателят е разположен в непосредствена близост над КО и съосен с него. Изследва се зависимостта на изходния сигнал на ВТП от проводимостта на КО, като се задават поредица от осем стойности за специфичната проводимост γ на образца в голям диапазон – от $0,01\text{ MS/m}$ до $10\,000\text{ MS/m}$.



Фиг.3.

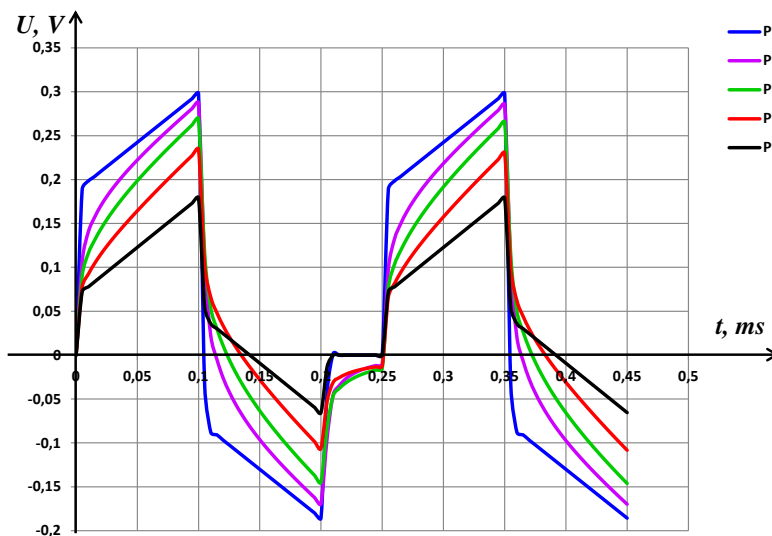
Смесената задача (електрическа верига – полева задача) е решена по метода с крайните елементи с използване на програмния продукт MagNet 7.4 (фиг.4) [6].



Фиг.4.

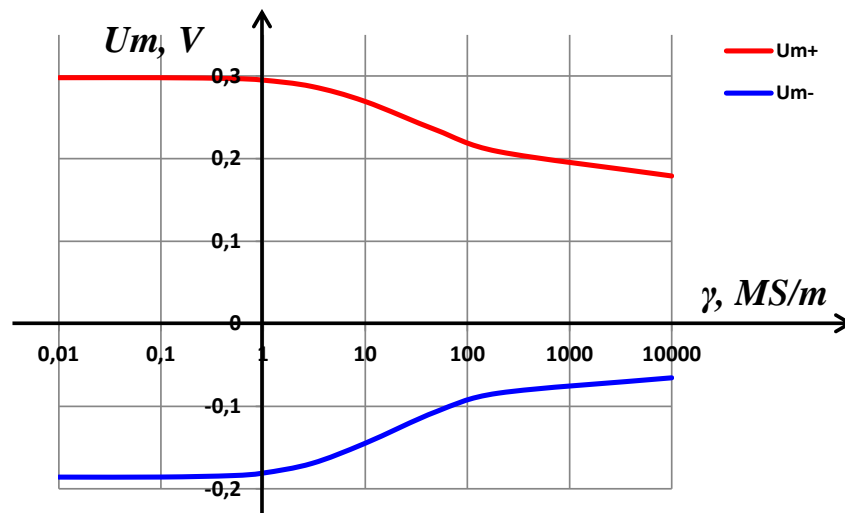
3. РЕЗУЛТАТИ ОТ ЧИСЛЕНИТЕ ЕКСПЕРИМЕНТИ

При възбудителен ток с триъгълна форма на импулса изходното напрежение има вида показан на фиг.5. Показани са резултати при следните проводимости на КО: P1 – специфичната проводимост на КО е 0.01 MS/m^2 , P5 – 3 MS/m^2 , P6 – 10 MS/m^2 , P7 – 50 MS/m^2 и P9 – 10000 MS/m^2 .



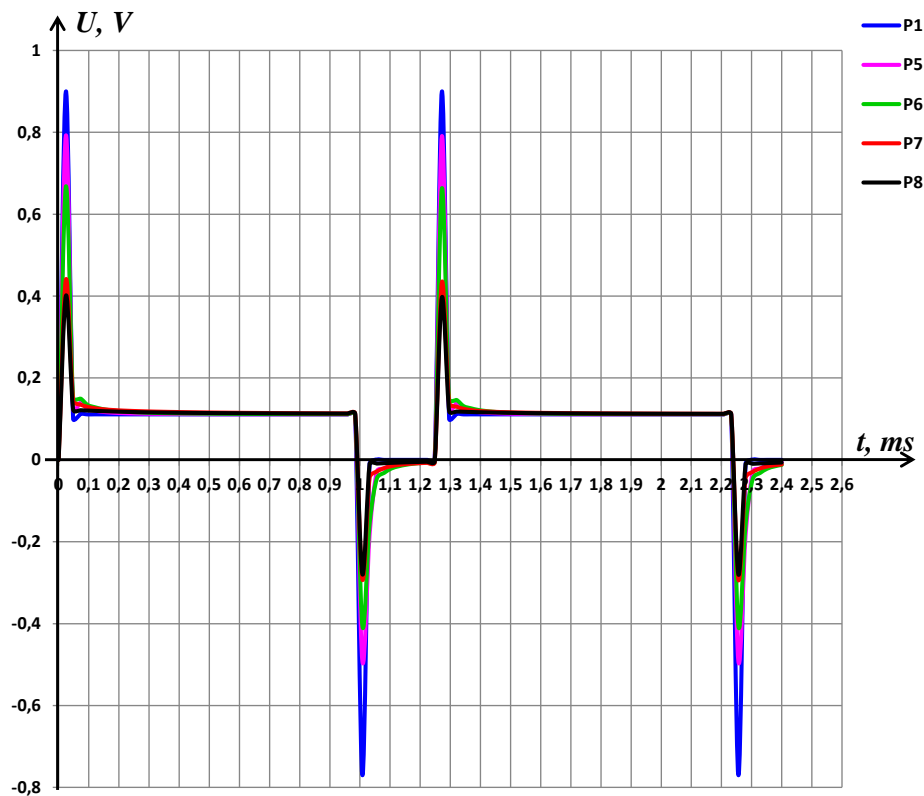
Фиг.5.

Тъй като за информационни параметри на изходния сигнал са използвани положителната и отрицателната амплитуди U_{m+} и U_{m-} на напрежението на изводите на намотката на преобразувателя, на фиг. 6 са дадени зависимостите $U_{m+}(\gamma)$ и $U_{m-}(\gamma)$.



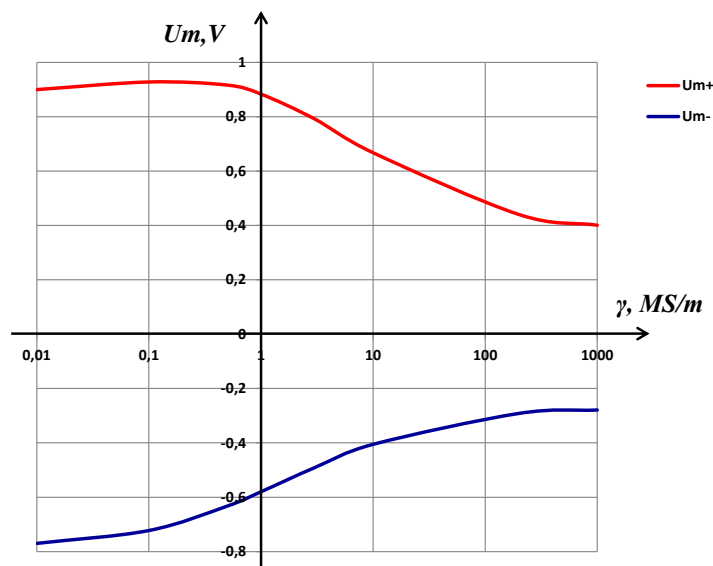
Фиг.6.

При възбудителен ток с правоъгълна форма на импулса изходното напрежение има вида показан на фиг.7. Показани са резултати при следните проводимости на КО: P1 – специфичната проводимост на КО е 0.01 MS/m^2 , P5 – 3 MS/m^2 , P6 – 10 MS/m^2 , P7 – 200 MS/m^2 и P8 – 1000 MS/m^2 .



Фиг.7.

Зависимостите $U_{m+}(\gamma)$ и $U_{m-}(\gamma)$ за този случай са показани на фиг. 8.



Фиг.8.

4. АНАЛИЗ НА ПОЛУЧЕНИТЕ РЕЗУЛТАТИ

Проведените числените експерименти може да се анализират така:

- При триъгълен импулс на възбудителния ток (фиг.2) изходното напрежение представлява двуполярни импулси, положителната част на които при всички специфични проводимости е трапецовидна, а отрицателната част е трапецовидна за малки стойности на специфичната електрическа проводимост ($P1$) и триъгълна за средни и големи стойности ($P5, P6, P7, P9$) (фиг. 5);
- При триъгълна форма на тока естествени информационни параметри са положителната и отрицателната амплитуди и средните стойности на положителната и отрицателната част на изходното напрежение. От фиг. 6 се вижда, че зависимостта и на двете амплитуди от специфичната електрическа проводимост на КО е най-голяма в интервала от 3 до 800 MS/m² ;
- При правоъгълен импулс на възбудителния ток (фиг. 3) изходното напрежение представлява кратковременни двуполярни импулси по време на фронтите на тока (фиг. 7). По време на платото на тока напрежението също е константа, а по време на паузата на тока напрежението също е нула;
- При правоъгълна форма на тока естествени информационни параметри са положителната и отрицателната амплитуди на напрежението (фиг. 8), докато средните стойности на положителната и отрицателната част на изходното напрежение не са подходящи. От фиг. 8 се вижда, че зависимостта на положителната амплитуда на изходното напрежение от специфичната електрическа проводимост на КО е най-голяма в интервала от 1 до 600 MS/m², а на отрицателната амплитуда – от 0.1 до 600 MS/m².

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От проведените числени експерименти и направения анализ на получените резултати може да се направят следните изводи:

- При различни специфични проводимости на КО (в много широк диапазон на изменение), когато се използва импулсен възбудителен ток с триъгълна форма на импулса като информационни параметри на изходното напрежение могат

да се използват положителната и отрицателната амплитуди U_{m+} и U_{m-} , както и средните стойности на положителната и отрицателната част на изходното напрежение. Трябва да се отбележи, че най-голяма чувствителност за стойности на специфичната електрическа проводимост на КО има в интервала от 3 до 800 MS/m²;

➤ При различни специфични електрическа проводимости на КО (също в много широк диапазон на изменение), когато се използва импулсен възбудителен ток с правоъгълна форма на импулса, като информационни параметри на изходното напрежение могат да се използват положителната и отрицателната амплитуди U_{m+} и U_{m-} . Зависимостта на положителната амплитуда на изходното напрежение от специфичната електрическа проводимост на КО е най-голяма в интервала от 1 до 600 MS/m², а на отрицателната амплитуда – от 0.1 до 600 MS/m².

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Huang Chen, Xinjun WU, Shuqing Lin, Gongtian Shen, Development and Application of Pulsed Eddy Current Testing System for Ferromagnetic Pipes, 17th World Conference on Nondestructive Testing, 25-28 Oct 2008, Shanghai, China
- [2] Menana Hocine, Mouloud Fe'liachi, Contribution to the Modeling of a Voltage Driven Pulsed Eddy Current Sensor for the Characterization of Conductive Plates, Analog Integr Circ Sig Process (2011) 69: 75–80
- [3] Menana Hocine, Mouloud Fe'liachi, Pulsed Excitation in Eddy Current Non-Destructive Testing of Conductive Materials, M. Smetana, T. Strapá_ová, L. Janoušek, Advances in Electrical and Electronic Engineering, 7-1-2, 2008, 326-329
- [4] Zergoug M., N.Boucherrou, Material Characterization by Pulsed Eddy Current
- [5] Smetana Milan, Tatiana Strapacova, Ladislav Janousek, Klara Capova, Pulsed Eddy Currents: a new Trend in Non-Destructive Evaluation of Conductive Materials, 17th Symposium IMEKO TC 4, 3rd Symposium IMEKO TC 19 and 15th IWADC Workshop Instrumentation for the ICT Era Sept. 8-10, 2010, Kosice, Slovakia, 238-243
- [6] www.infolytika.com

Автори: Калинка Тодорова, гл. ас. маг. инж., в катедра “Обща електротехника” (ОЕ), Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: ktodorova@tu-sofia.bg; Стефчо Гунински, доцент д-р инж., катедра “Обща електротехника” (ОЕ), Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: sgg@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Ивайло Долапчиев

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЗАТИХВАНЕТО НА ИМПУЛСНИ ЕЛЕКТРОМАГНИТНИ ПОЛЕТА В ПРОВОДЯЩИ ОБЕКТИ

Стефчо Гунински, Калинка Тодорова

Резюме: При безразрушителния електромагнитен контрол е много важно да се познава характера на затихване на индуктираните вихрови токове в дълбочина. В работата е направен опит да се установи възможно ли е и при импулсни режими да се въведе характеристика, аналогична на дълбочината на проникване при синусоидални режими. На базата на разработен модел в средата на Mag Net 7.4 е проведен числен експеримент и е анализирано затихването на вихровите токове в контролиран обект при източник на периодичен импулсен възбудителен ток с триъгълна форма на импулса.

Ключови думи: МКЕ, ударно възбуждане, импулсен вихротоков преобразувател

STUDY OF DAMPING PULSE ELECTROMAGNETIC FIELDS IN CONDUCTIVE OBJECTS

Stefcho Guninski, Kalinka Todorova

Abstract: For non-destructive electromagnetic control is very important to know the nature of the induced attenuation of eddy currents in depth. The work is an attempt to establish whether it is possible and in pulsed modes to introduce a feature similar to the depth of penetration in sinusoidal behaviors. Based on the model developed with Mag Net 7.4 numerical experiment was provided and analyzed the attenuation of eddy currents in a controlled object in a source of regular pulse field current triangular pulse.

Key words: FEM, shock excitation, pulse eddy current transducer

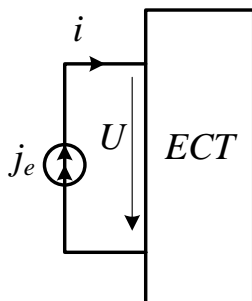
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Едно от предимствата на вихротоковият контрол е възможността контролирания обект (КО) да се изследва в зони на различна дълбочина от граничната повърхност. С промяна на честотата на възбудителния ток може да се индуктират вихрови токове на различна дълбочина, която зависи също и от специфичната електрическа проводимост на КО и от магнитната му проникваемост. При синусоидални възбуждания зависимостта на ефективната стойност на вихровите токове от дълбочината е експоненциална и затихването удобно се оценява чрез въвеждане на дълбочината на проникване δ [1, 2]. Някои автори по формална аналогия използват същата величина и определящия израз и при импулсни пе-

риодични възбудителни токове. Целта на работата е да се провери нужни ли са евентуални корекции във формулата и изобщо правомерно ли е нейното използване в известния ѝ вид.

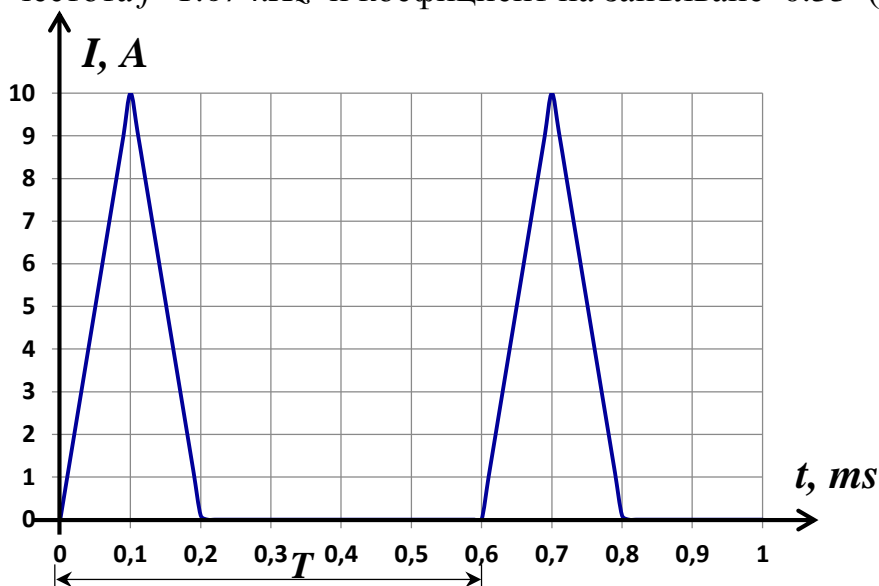
2. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

Разглежда се параметричен вихротоков преобразувател (ВТП) [2], захранен от идеален източник на ток (фиг.1).



Фиг.1.

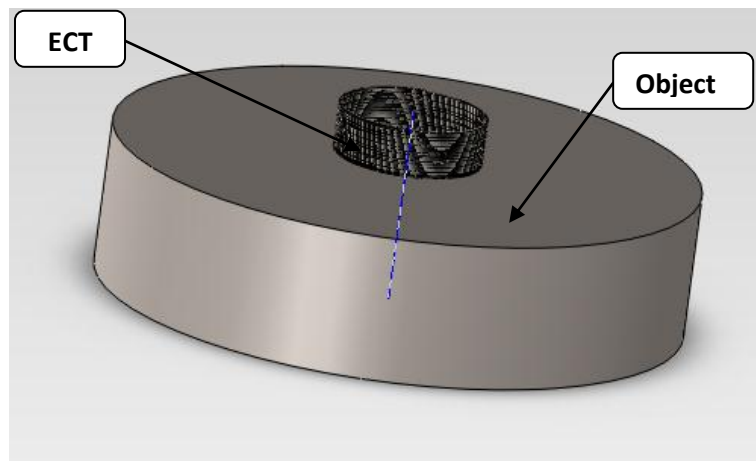
Възбудителният ток е периодична поредица от импулси, с триъгълна форма на импулса, с честота $f=1.67\text{ kHz}$ и коефициент на запълване 0.33 (фиг.2).



Фиг.2.

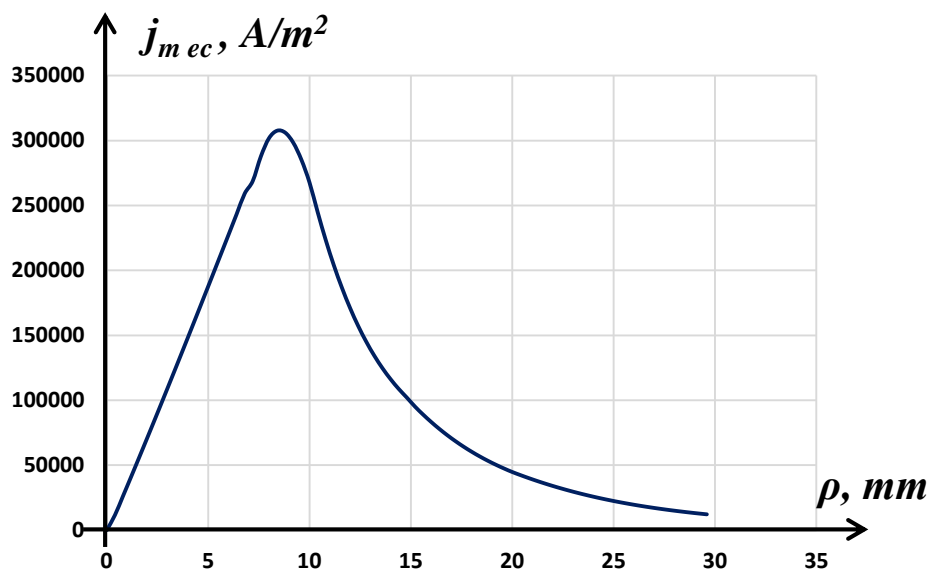
Входен сигнал за ВТП е токът $i = j_e$, а изходен – напрежението u . Създаден е числен модел от образец (контролиран обект – КО), който е неферромагнитен проводящ цилиндър със специфична електрическа проводимост γ . ВТП е параметричен и представлява цилиндрична намотка от меден проводник. Преобразувателят е разположен в непосредствена близост над КО и съосен с него. Изследва се зависимостта на плътността на вихровите токове от времето при различна специфична електрическа проводимост на КО. Изследва се и зависимостта на амплитудата на плътността на вихровите токове като функция на дълбочината, на която са индуцирани.

Смесената задача (електрическа верига – полева задача) е решена по метода с крайните елементи с използване на програмния продукт MagNet 7.4 (фиг.3) [3].



Фиг.3.

Зависимостта на амплитудата на плътността на вихровите токове от разстоянието ρ от оста на намотката (фиг.4) показва, че избраните геометрични размери на модела елиминират влиянието на „краевия ефект“ [2].

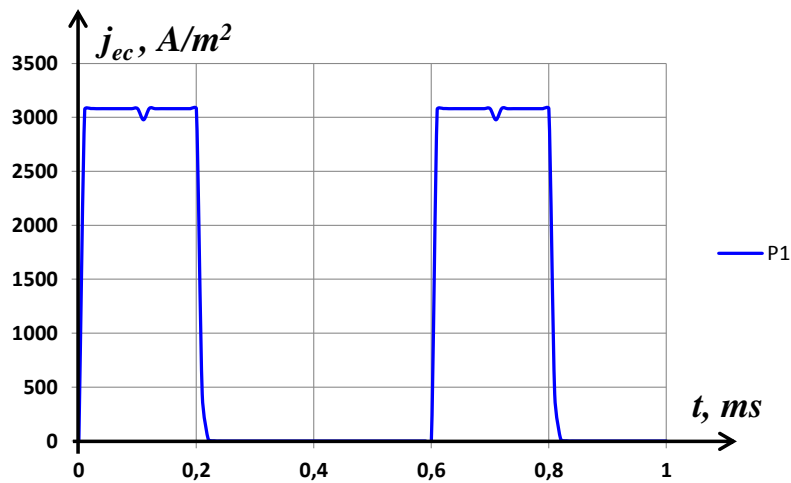


Фиг.4.

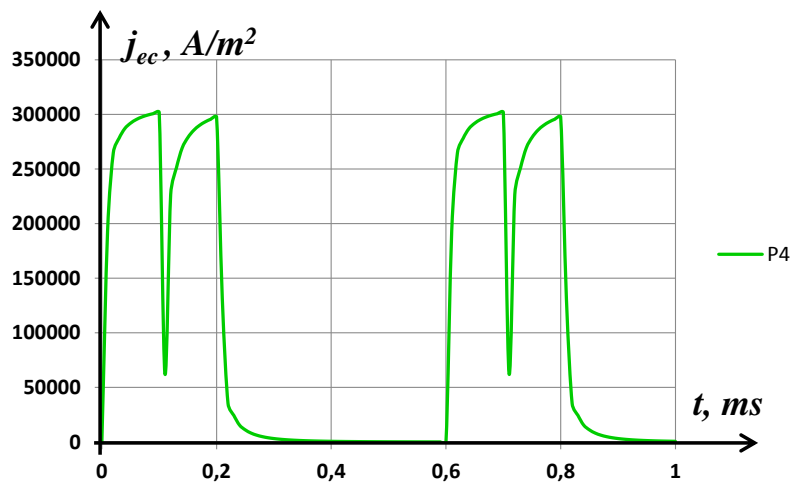
3. РЕЗУЛТАТИ ОТ ЧИСЛЕНИТЕ ЕКСПЕРИМЕНТИ

С разработения модел са проведени серия числени експерименти за поредица от стойности на специфичната електрическа проводимост на КО – 0.01 ÷ 200 MS/m, в различни моменти от времето.

Показани са осцилограми на плътността на вихровия ток в КО в точката с координати $\rho=8$ mm и $d=0,2$ mm при много малка стойност на специфичната електрическа проводимост на КО – $\gamma=0,01$ MS/m (проблем P1) (фиг.5); средна стойност на специфичната електрическа проводимост на КО – $\gamma=1$ MS/m (проблем P4) (фиг.6); и много голяма стойност на специфичната електрическа проводимост на КО – $\gamma=200$ MS/m (проблем P8) (фиг.7).

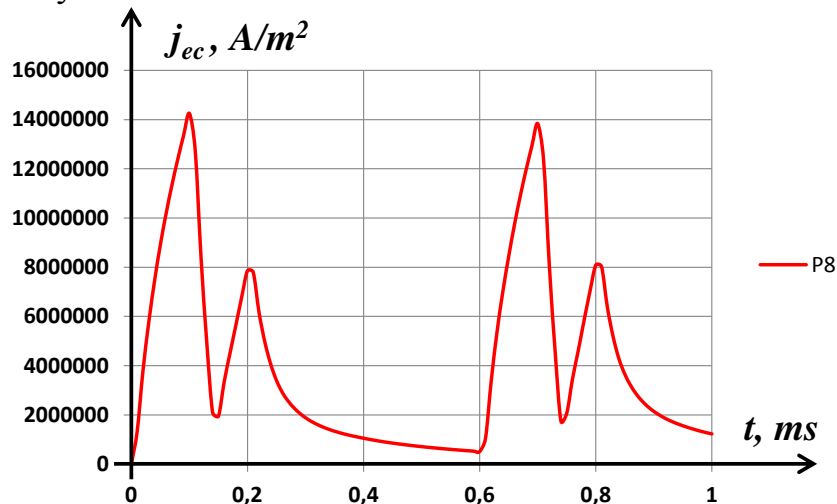


Фиг.5.



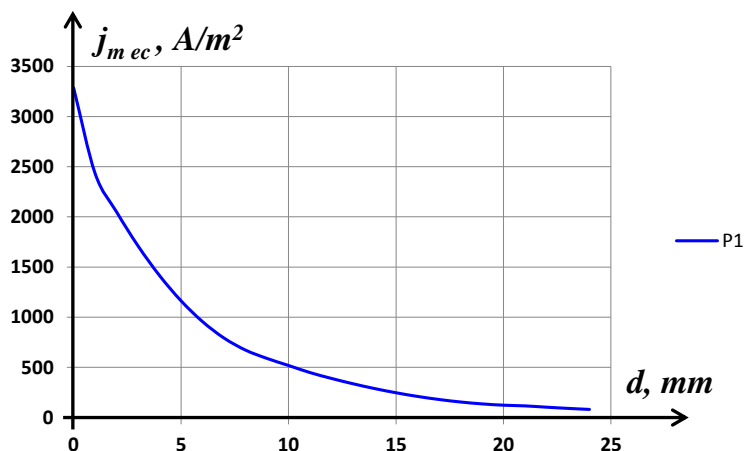
Фиг.6.

От получените резултати се вижда, че за различни стойности на γ на КО от задания широк диапазон изследваната зависимост има съвсем различен характер. Видът ѝ е такъв, че евентуални критерии за оценка на затихването биха могли да бъдат амплитудата (за разглеждания случай при $t=0.1$ ms) и площта (средната стойност) на импулсите.



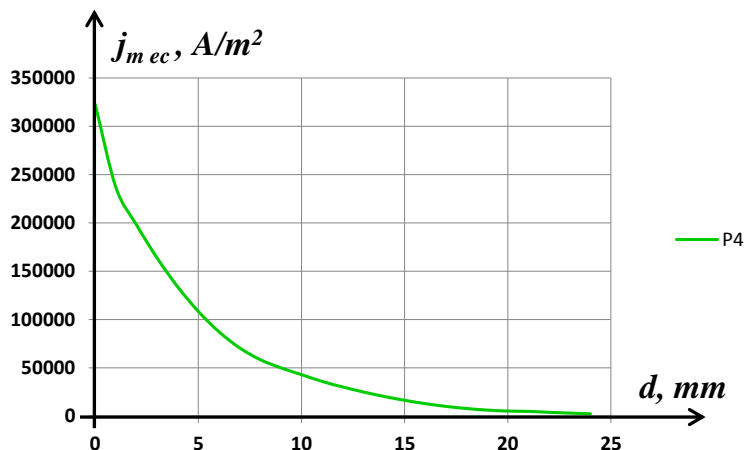
Фиг.7.

На фиг.8, фиг.9, фиг.10 са показани зависимостите на моментната стойност j_{mec} на вихровия ток в КО от дълбочината на проникване d в момента $t=0,1$ ms за $\rho=8$ mm при $\gamma=0,01$ (P1); 1 (P4); 200 (P8) MS/m, която за всички случаи е абсолютен максимум.

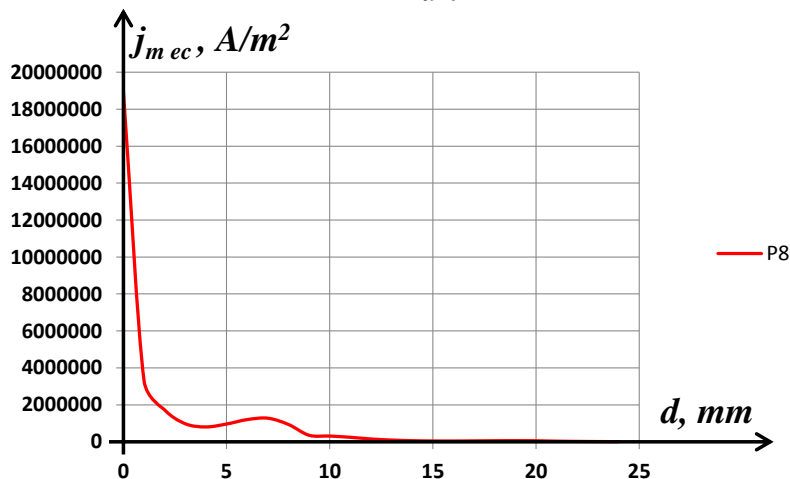


Фиг.8.

При малки и средни стойности на специфичната електрическа проводимост (проблем P1 на фиг.8; проблем P4 на фиг.9) зависимостите са сходни на аналогичните зависимости при синусоидален възбудителен ток. При големи стойности на проводимостта (проблем P8 на фиг.10) зависимостта очевидно не е експоненциална.



Фиг.9.



Фиг.10.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От проведените числени експерименти и направения анализ на получените резултати може да се направят следните изводи:

- От фиг.5, фиг.6 и фиг.7 се вижда, че при различни стойности на специфичната електрическа проводимост на КО в една и съща точка, при един и същи възбудителен ток, зависимостта от времето на плътността на индуктирания вихров ток силно се различава. Поради това е трудно да се избере характеристика на вихровия ток, по която да се оценява затихването.
- От фиг.8, фиг.9 и фиг.10 се вижда, че при различни стойности на специфичната електрическа проводимост на КО зависимостите от дълбочината на проникване на амплитудата на плътността на вихровия ток при $\rho=8 \text{ mm}$ също се различават – при големи стойности на γ зависимостта даже не е експоненциална, при средни и малки проводимости е експоненциална, но с различен логаритмичен декремент.

Поради горните причини изводът е, че аналог на дълбочината на проникване δ от синусоидални режими не може еднозначно да се въведе и при импулсни режими.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Eddy Current Testing at Level 2: Manual for the Syllabi Contained in “Training Guidelines for Non Destructive Testing Techniques”, IAEA-TECDOC-628. Rev.2, Vienna, 2011
- [2] Цветков Д. и кол., Електромагнитна дефектометрия, ДИ „Техника“, София, 1981
- [3] www.infolytika.com

Автори: Стефчо Гунински, доцент д-р инж., катедра “Обща електротехника” (ОЕ), Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: sgg@tu-sofia.bg; Калинка Тодорова, гл. ас. маг. инж., в катедра “Обща електротехника” (ОЕ), Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: ktodorova@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Ивайло Долапчиев

ИЗПОЛЗВАНЕ НА ФЕЦ ЗА ЧАСТИЧНО ЗАХРАНВАНЕ НА ОБЩЕСТВЕНИ ОБЕКТИ

Георги Ганев, Александър Ангелов, Никола Шакев

Резюме: В доклада се разглежда възможността за използване на покривно инсталирани фотоволтаични модули за осигуряване на част от енергопотреблението на действителен обект - обществена сграда. Съпоставени са и са анализирани реалните товарни графици на обекта и на фотоволтаична централа, работеща в района на обекта. Обосновано е твърдението, че покривно инсталираните фотоволтаични модули може да бъдат ефективно използвани само, ако са част от цялостна система за управление на електропотреблението.

Ключови думи: покривна фотоволтаична инсталация, производство на електроенергия, потребление на електроенергия

THE PV STATION USING FOR PARTIAL SUPPLY OF PUBLIC BUILDINGS

Georgi Ganey, Alexander Angelov, Nikola Shakev

Abstract: The roof photovoltaic panels installation usage for partial supplying of real object consumption is studied in this paper. The consumed power and the generated power from photovoltaic station placed nearby to the object has been compared and analyzed. The conclusion that the roof integrated photovoltaic panels can be effectively used if they are a part of completed power control system is proved.

Keywords: roof photovoltaic panels installation, power generation, power consumption

1. ВЪВЕДЕНИЕ

С приемането в Европейския съюз, България се ангажира да уеднакви своето законодателство с европейското за постигане на целите, посочени в договорите за присъединяване. Една от основните цели, които бяха поставени пред България е достигането на 16-процентов дял на възобновяемите енергийни източници (ВЕИ) в общия енергиен микс [1].

По този начин пред България се откри възможността за развитие на нов отрасъл в икономиката. През последните години бяха изградени и присъединени към електроенергийната система (ЕЕС) фотоволтаични централи (ФЕЦ) с обща инсталирана мощност над 1000MW [2].

Понастоящем се използват два вида ФЕЦ - свързани към електроснабдителната мрежа и островни. Принципът на работа на двата вида централи е различен. При централите, свързани към ЕЕС, цялата произведена електроенергия (ЕЕ) се отдава към системата, като се спазват нормативните разпоредби за управление на ЕЕС. Определящи фактори при тяхното проектиране са: наличие на първичен енергиен потенциал и на свободна площ за изграждане на централата; капацитет на електроразпределителната мрежа в мястото на присъединяване; финансови възможности на инвеститора. Тъй като при „островните“ централи, произведена ЕЕ служи за покриване на нуждите на локалните консуматори, определящите фактори при проектирането им са: местоположение на обекта; приблизително инсталирана мощност, вид и режим на работа на консуматорите; необходим запас на ЕЕ за определяне на капацитета на акумулаторната система.

От друга страна, анализът на техническите възможности за управление на ЕЕС на страната при съществуващата наличност и планираното развитие на производствените мощности показва, че за да се гарантира качеството на управление и сигурността на електроенергийните доставки е необходимо до 2020г. инсталираната мощност на ФЕЦ да не надвишава 600 MW [1].

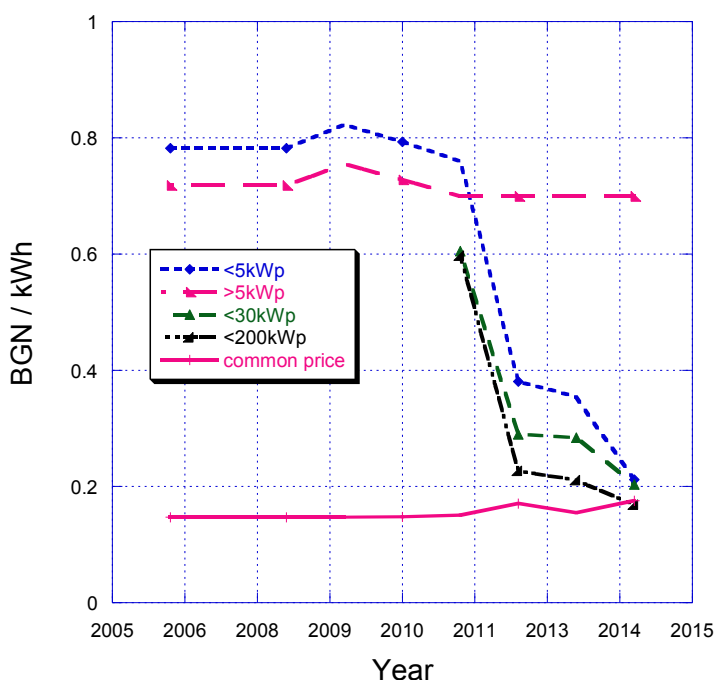
Наличието на съществена разлика между реално инсталираната и планирана мощност на ФЕЦ създава някои затруднения в управлението на ЕЕС. Поради тази причина беше ограничено присъединяването на нови обекти за производство на електрическа енергия от ВЕИ към преносната и разпределителните електрически мрежи [3]. Тази забрана не се отнася за ФЕЦ-ове с обща инсталирана мощност до 200 kW включително, които се предвижда да бъдат изградени върху покривни и фасадни конструкции на сгради за производствени и складови дейности присъединени към електропреносната или електроразпределителната мрежа в урбанизирани територии [3].

Целта на доклада е да се разгледат възможностите за намаляване на разходите за електроенергия на конкретен тип потребител чрез използване на покривно и/или фасадно инсталирани фотоволтаични панели. Обектът на изследването е един от учебните корпуси на ТУ-София, филиал Пловдив, за който са налице достатъчно данни за изменението на електропотреблението.

2. ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА НАМАЛЯВАНЕ НА РАЗХОДИТЕ ЗА ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЯ

На фиг.1 е показано изменението на изкупните цени на ЕЕ, произведена от ФЕЦ (разделена на четири групи – до/над 5kW, до 30kW и до 200kW инсталирана мощност) и на продажните цени (*common price*) приети от ДКЕВР през годините 2006-2014. Непрекъснатото поевтиняване на технологиите, свързани с изграждане на ФЕЦ, е една от причините за силното намаляване на преференциалните цени на произведената ЕЕ. От друга страна намаляването на световните енергийни запаси води след себе си непрекъснато плавно увеличаване на цената на ЕЕ към крайните клиенти.

Не на последно място сред икономическите фактори е правото и задължението на потребителите на ЕЕ средно напрежение (Ср.Н.) да участват на пазара на енергия. Договарянето и закупуването на необходимите количества ЕЕ става на значително по-ниски цени за kWh и се създава възможност за намаляване на общите разходи за електроенергия като цяло. Важна особеност при участието на пазара на ЕЕ е това, че необходимите количества трябва точно да се договарят. В противен случай, налаганите финансови санкции за недостиг или за излишък на енергия на практика обезмислят самото участие на пазара. Потребителите на електроенергия Ср.Н. трябва да изберат една от следните три възможности:



Фиг.1. Цени на електроенергията, инсталирани фотоволтаични панели;

в/ да участват на пазара на ЕЕ, като ежедневно договарят необходимите количества и управляват своето потребление, без да се влияе върху производителността и върху параметрите на технологичните процеси.

3. 3.СЪПОСТАВКА НА ТОВАРОВИТЕ ГРАФИЦИ НА КОНСУМАТОРА И НА ТИПИЧНА ФЕЦ

Според товарите си графици, консуматорите на ЕЕ могат да се класифицират в три основни групи –промишленост, комунално-битови и селско стопанство [4].

а/ промишлени предприятия - техните графици се определя от характера на производството, използваното технологично оборудване, интензивността на производствения процес, от осветлението, климатизацията на производствените помещения, от броя на смените и др. [5].

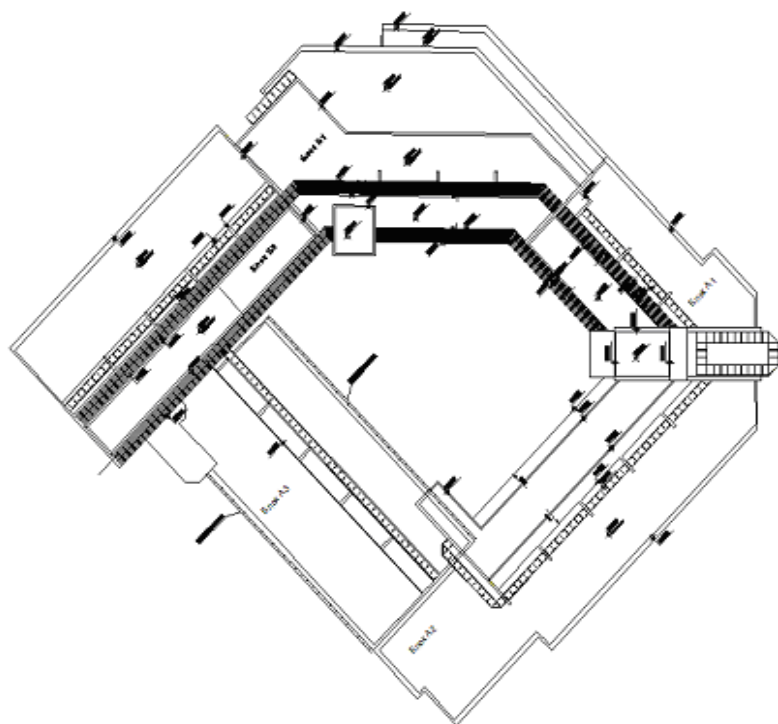
а/ да участват в т.нар. балансиращи групи и да закупуват ЕЕ на повишена цена. В дългосрочен план, инсталирането на покривни и/или фасадни фотоволтаични панели и включването им към разпределителната мрежа, може да намали разходите за ЕЕ, но е свързано със сравнително високи начални инвестиции и преодоляване на някои проблеми от административен характер;
б/ да намалят количеството закупвана ЕЕ, за сметка на тази която се добива от индивидуално изградена ФЕЦ, използваща покривно и/или фасадно

б/ комунално-битови потребители - товарите им графици през летния и зимния сезон съществено се различават. Особено характерен е вечерният максимум, настъпващ около 18 – 20ч през зимата и към 20 – 22ч през лятото [5].

в/ селско стопанство - техните товари графици зависят от типа на производството (зърнопроизводство, животновъдство, лозарство, зеленчукопроизводство, овощарство, тютюнопроизводство и др.). Част от производствата се характеризират със сезонност, докато при други то е непрекъсната [5].

Товарите графици на редица обществени обекти - административни сгради, т.нар.офис-центрове, в това число и учебните заведения имат преди всичко случаен характер и през пет дни от седмицата са съсредоточени в светлата част на денонощието (от 7ч. до 19ч.).

На фиг.2 е представена скица на един от учебните корпуси на ТУ-София, филиал Пловдив. Сградата е с плосък, на места скосен покрив, има различни по големина тераси, заемащи около 14% от застроената площ. Сградата се захранва от трафопост 20/0,4kV, а предоставена мощност е 623 kW. Общото потребление на ЕЕ се регистрира със системата Power Logic на фирмата Schneider Electric. Тя включва персонален компютър със съответното програмно осигуряване (програмата System Manager Software), измерители на електроенергия CM4250 и PM710, свързани със серийна шина RS485 и токови трансформатори.



Фиг.2. Скица на IV корпус на ТУ-София, филиал Пловдив

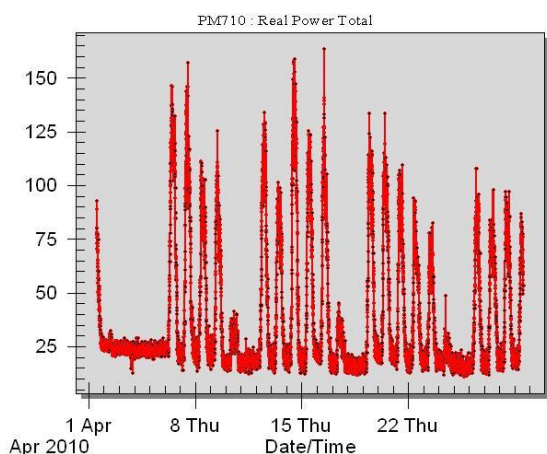
На фиг.3 са представени някои от товарите графици снети за периода 2010-2014.

От проведеня анализ следва, че определящо влияние върху консумацията на разглеждания обект оказват часът от денонощието, денят от седмицата (съответно – седмичният график на учебните занятия) и сезонът (околната температура и осветеността). Не може да се пренебрегва влиянието и на случайни фактори.

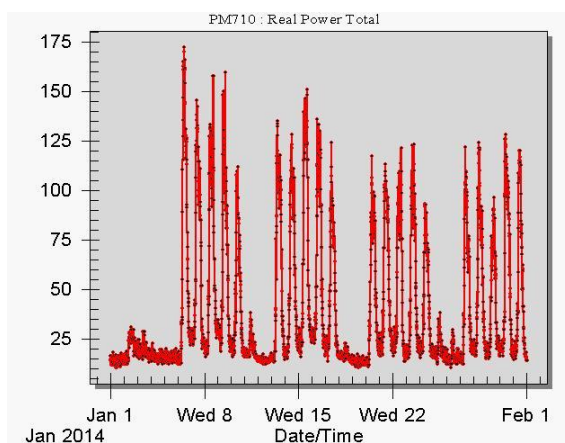
В табл.1 е представено сравнение на минималното и максимално месечно потребление на ЕЕ за 2013 и за 2014 година.

Табл.1

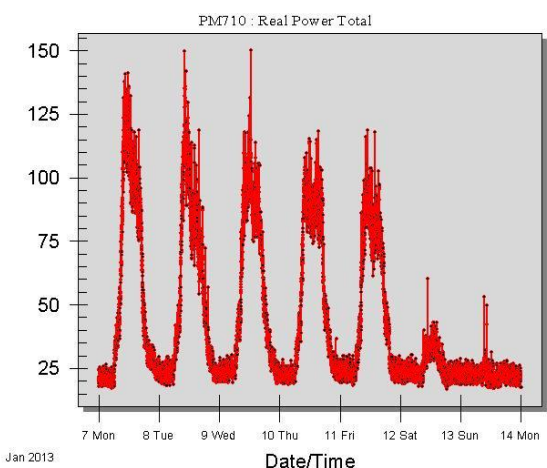
Год	Потребление, kW			
	min	max	min	max
Месец	2013		2014	
Януари	-	-	10,40	172,30
февруари	10,24	132,30	11,00	134,60
Март	15,70	185,10	10,30	131,30
Април	14,40	151,00	7,60	139,30
май	12,00	103,70	8,00	95,10
Юни	12,10	71,80	8,50	81,00
Юли	10,90	67,50	8,60	74,80
Август	-	-	-	-
Септември	11,00	92,60	-	-
Октомври	13,00	147,30	-	-
Ноември	12,10	143,80	-	-
Декември	12,20	159,20	-	-



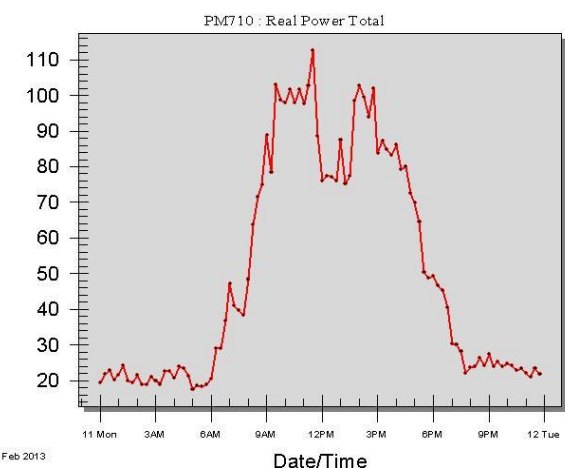
а/



б/



в/



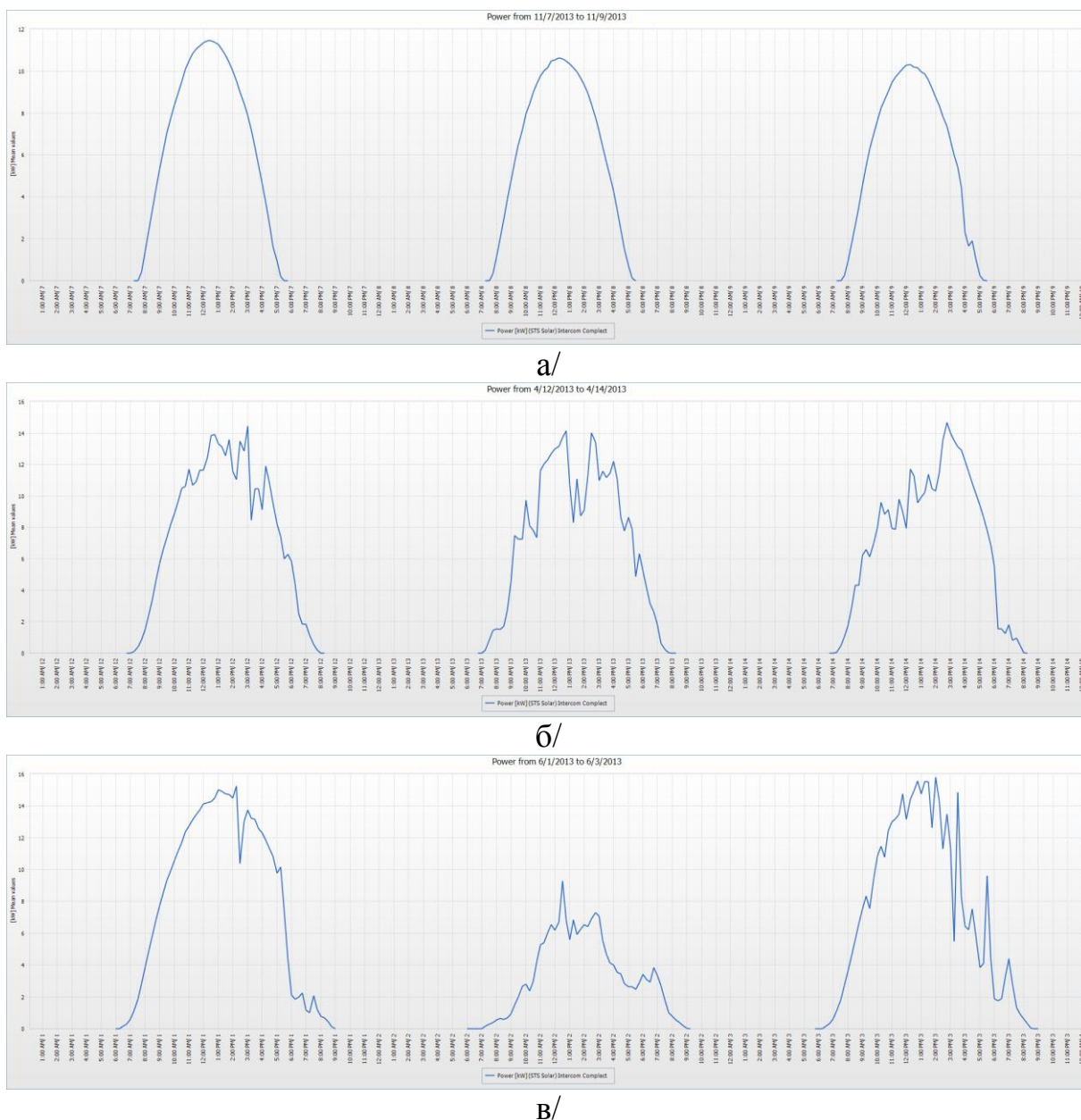
г/

Фиг.3. Товарови графици на IV учебен корпус на ТУ-София, филиал Пловдив: месечен (а,б), седмичен (в) и дневен (г)

Сградата на фиг.2 е подходяща за инсталиране на покривна ФЕЦ, която би осигурила част от използваната енергия, а това би намалило количеството закупена ЕЕ от балансиращия пазар. По първоначална оценка и при плътно използ-

ване на посочените площи мощността на централата може да достигне максимална инсталирана мощност P_{max} до $70kWp$, при мощност на фотоволтаичните модули от $250Wp$. Определянето на оптималната мощност на централата, която реално може да покрива максимално енергопотребление при минимални загуби, изисква по-задълбочен анализ [6].

На фиг.4 са показани типични графици за доставка на мощност, генерирана от ФЕЦ, при слънчево време, при наличие на променлива облачност и при облачно време със слаб дъжд.



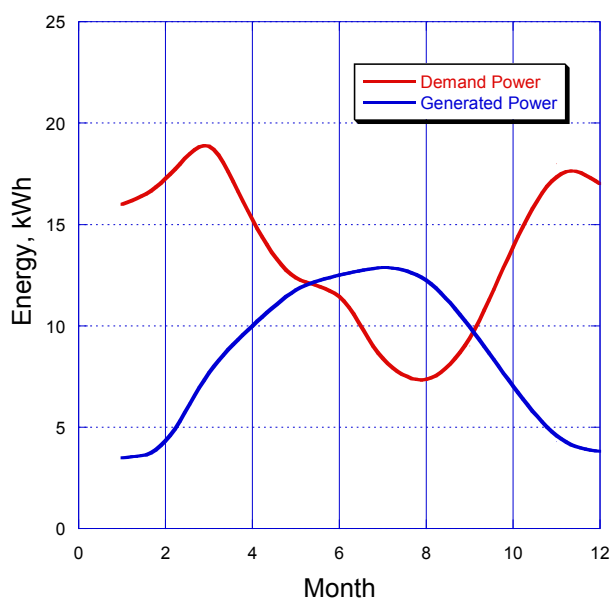
Фиг.4. Генерирана ЕЕ от ФЕЦ при слънчево време (а);
наличие на променлива облачност(б) и облачно време със слаб дъжд(в)

Съпоставяйки двата графика – на разглеждания консуматор и на генератора, може да се направи извода, че графиците имат сходна форма, т.е. основната част

от консумацията и производството стават през светлата част на денонощието. Налице са и някои специфични особености:

а/ съществува “сезонно” разминаване между потреблението и генерирането на ЕЕ. Докато за консуматора е характерно повишено потребление през зимните месеци и относително слабо потребление през летните месеци, то за генерирането на ЕЕ е обратното - повишено генериране през летните месеци и относително слабо производство през зимните месеци тъй като производството на ЕЕ се определя от интензивността на слънчевата радиация.

На фиг.5 е показани потреблението на ЕЕ през отделните месеци на годината (2013г) и съответно генерираната ЕЕ от ФЕЦ, разположена в



Фиг.5. Месечно изменение на генерираната и консумираната ЕЕ

б/ инсталираната мощност на покривната и/или фасадна ФЕЦ е определяща за нейният дял в общото потребление на конкретния консуматор. Разбира се, увеличената мощност води до увеличаване на първоначалната инвестиция и на срока на откупуване на изградената ФЕЦ. Ще е необходимо да се решават някои технически проблеми, като ограничаване на генерирането на ЕЕ през летните месеци, качеството на електроенергията и др.

в/ произвежданата ЕЕ от покривна и/или фасадна ФЕЦ зависи и от редица допълнителни климатичните фактори. Най-голямо влияние сред тях оказва чистотата на небосвода, т.е. наличието на облаци води до непредсказуеми изменения в графиците на производство. Този извод следва непосредствено от показаните графици на фиг.4, снети при различни климатични условия [7].

Следователно за конкретния обект, използването на покривна и/или фасадна ФЕЦ за осигуряване на част от необходимата ЕЕ е технически възможно решение, но със спорен икономически ефект.

4. ВЪЗМОЖНИ ТЕХНИЧЕСКИ РЕШЕНИЕ

ФЕЦ изградена върху покрива или фасадата на даден обект може да се използва ефективно, ако се включи в система за управление на електропотреблението (СУЕП).

Освен ФЕЦ, СУЕП трябва да включва и енергиен буфер, чрез който става възможно да се намали дисбаланса между генерираната и консумираната енергии. Към т.нар. енергиен буфер, който на практика е локална система за съхраняване на енергия (ССЕ) предназначена за управление на електропотреблението, се поставят редица специфични изисквания. На първо място сред тях са: неограниченият от технологична страна брой цикли заряд/разряд; високата надежност и лесната поддръжка, екологичната безопасност.

Към настоящия момент [8], подходящи за целта са:

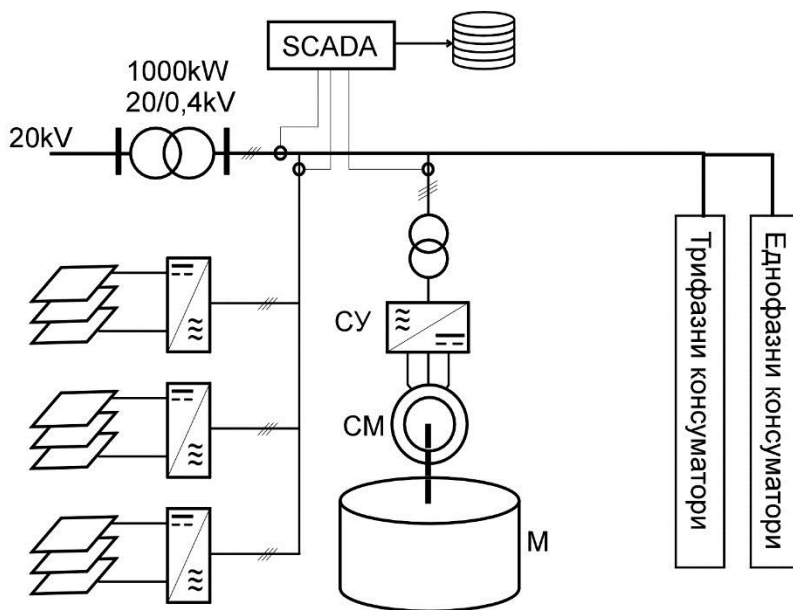
а/ Кинетични ССЕ (КССЕ) - при излишък, електрическата енергия се преобразува в кинетична и се запасява във въртящ се маховик. Обикновено, за задвижване на маховика се използват високооборотни синхронни машини със съответните полупроводникови системи за управление. При недостиг на енергия, машината преминава в генераторен режим и преобразува кинетичната енергия в електрическа. Изискванията за безопасност ограничават единичната мощност на КССЕ, налагат използването на специални, свръхздрави материали и защитни обвивки.

б/ Акумулаторни ССЕ (АССЕ) - запасяването на електрическата енергия става чрез електрохимични реакции, протичащи в акумулаторна батерия. Използват се различни типове акумулаторни батерии – оловни, NiCd, поточни и др. Освен сравнително големият обем и ограниченият брой цикли заряд/разряд, към АССЕ се предявяват строги екологични изисквания.

в/ ССЕ със суперкондензатори (ССЕ/СК) - суперкондензаторите притежават редица предимства пред акумулаторните батерии и се счита, че ССЕ/СК са алтернатива на широко разпространените АССЕ. Високата цена и сравнително ниското работно напрежение на суперкондензаторите все още ограничават широкото използване на ССЕ/СК. Въпреки това, очакванията към този тип ССЕ са големи.

Обединяващо звено за ФЕЦ и ССЕ е SCADA-системата, чрез която се осъществява мониторинг на електропотреблението, регистриране на товаровия график и управление на отделните звена. Именно на базата на „историческите“ данни събрани чрез SCADA се развиват и инструментариума за прогнозиране на товарови графици и се създават условия за последващото участие на свободния пазар на ЕЕ.

Обобщената схема на СУЕП, разработвана в ТУ-София, филиал Пловдив е дадена на фиг.6. Макар, че съществуват някои сериозни технически проблеми при тяхното изграждане, за съхраняване на енергията е предпочетена КССЕ.



Фиг.6. Примерна система за управление на електропотреблението на консуматор Ср.Н.

Прогнозирането на товарите графици включва отчитането на различни фактори, чието изменение обикновено е в доста различни времеви скали. Най-общо могат да бъдат отчетени фактори със сезонна, седмична и дневна цикличност както и фактори със случаен характер. За точното прогнозиране съществена роля оказва както избрания метод за

прогнозиране, така и подходящият избор на влияещи фактори [9,10,11,12]. Методите за прогнозиране могат да се класифицират в следните общи групи:

а/ *традиционни методи за прогнозиране.* Най-често срещаните техники за прогнозиране в тези методи са: регресия, множествена регресия, експоненциално изглаждане и итеративен метод на средно претеглените най-малки квадрати (Iterative Reweighted Least-Squares);

б/ *модифицирани традиционни методи за прогнозиране.* Към тази група спадат адаптивни методи, стохастични времеви редове (най-широко използвани са ARMA, ARIMA, SARMA, SARIMA, ARIMAX и други) и метода на машини с поддържащи вектори (support-vector machine);

в/ *други съвременни методи за прогнозиране (Soft Computing Techniques).* Към тази група спадат методи използващи размита логика, изкуствени невронни мрежи, генетични алгоритми, както и комбинация между тях.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Налагат се следните изводи:

1. Индивидуална покривна и/или фасадна ФЕЦ може да бъде използвана в случаи, когато товарите графици на захранвания обект наподобяват тези на централата, т.е основната консумация е през светлата част на денонощието. Инсталираната мощност на ФЕЦ се определя преди всичко от характера на товарния график на обекта. Ако мощността на ФЕЦ съществено се различава от оптималната, това ще доведе до значителни първоначални инвестиции, които може да не се възвърнат в очаквания срок или до незадоволително покриване на потребностите от ЕЕ;
2. Покривната и/или фасадна ФЕЦ може да бъде използвана пълноценно в случаите, когато са част от система за управление на електропотреблението.

ето. В тази система трябва да се включи и система за съхраняване на енергия. При наличието на редица случайни фактори, както от страна на прогнозиране на производство, така и от страна прогнозиране на консумация, правят необходимостта от използване на ССЕ, ако не задължителна, то поне много важна част за работата на цялата система;

3. Особено важно място при изграждането на цялостната система за управление на потреблението на локални обекти заема прогнозирането на товарите графици, при отчитане на спецификите на товара, на разполагаемата ФЕЦ и на системата за съхраняване на електроенергия.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Енергийна стратегия на Република България до 2020г. „За надеждна, ефективна и по – чиста енергия”, ДВ бр.43/07.06.2011
- [2] www.seea.government.bg
- [3] Решение №ЕМ-01 от 29.06.2012 на ДКЕВР
- [4] Спиоров М., Н. Боцов, Електрически разпределителни мрежи, Техника, София, 1974
- [5] Николов Д. Електрически мрежи и системи, София, 1994
- [6] Стоянов Л, З. Зарков, Хр.Кънчев, Вл. Лазаров. Оценка на производителността на фасадни фотоволтаични инсталации, Годишник на ТУ-София, т.63, кн.6, 2013, стр.77-84
- [7] www.sunnyportal.com
- [8] Ганев Г., Г. Тодоров, Системи за съхранение на енергия, Годишник на ТУ, том 60, кн.1, 2010, стр.229-239.
- [9] Arunesh Kumar Singh, An Overview of Electricity Demand Forecasting Techniques, 2013
- [10] Yuhang Yang, An Efficient Approach for Short Term Load Forecasting, 2011
- [11] Arnika Sonil, A.K.Sharma, Electricity Load Forecast for Power System Planning, 2013
- [12] Feinberg E.A. Load forecasting, Applied mathematics for power systems, ch.12, pp.269-285.

Автори: Георги Илиев Ганев, доцент д-р, кат.”Електротехника”, Факултет по Електроника и Автоматика, Технически Университет - София, Филиал Пловдив, E-mail address: gganev@tu-plovdiv.bg; Александър Петров Ангелов – инж., Филкаб АД гр.Пловдив, е-майл: a_angelov.82@abv.bg; Никола Георгиев Шакев, доцент д-р, кат.”Системи за управление”, Факултет по Електроника и Автоматика, Технически Университет - София, Филиал Пловдив, E-mail address: shakev@tu-plovdiv.bg.

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: проф. д-р инж. Владимир Лазаров

СИСТЕМА ЗА СНЕМАНЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА СЛЪНЧЕВИ МОДУЛИ

Захари Зарков

Резюме: Представена е разработена от автора система за автоматизирано снемане на волт-амперни характеристики (ВАХ) на слънчеви (фотоволтаични) модули. Системата позволява бързо снемане на ВАХ при реални работни условия на модулите, като се осигурява постоянство на външните фактори – температура и слънчева радиация. Системата се състои от стандартни компоненти и такива, специално разработени за целта, преносима е и е относително евтина.

Ключови думи: фотоволтаични модули, характеристики, система за измерване на фотоволтаични модули

A SYSTEM FOR SOLAR MODULES I-V CHARACTERISTICS MEASUREMENT

Zahari Zarkov

Abstract: The paper presents developed by the author system for automated detection of I-V characteristics of photovoltaic modules. The system allows quick measurement of I-V characteristics in real operation conditions of the panels by providing consistency of external factors - temperature and solar radiation. The system consists of standard components, and some specifically designed for such purpose, it is mobile and it is relatively inexpensive

Keywords: photovoltaic modules, characteristics, testing of photovoltaic modules

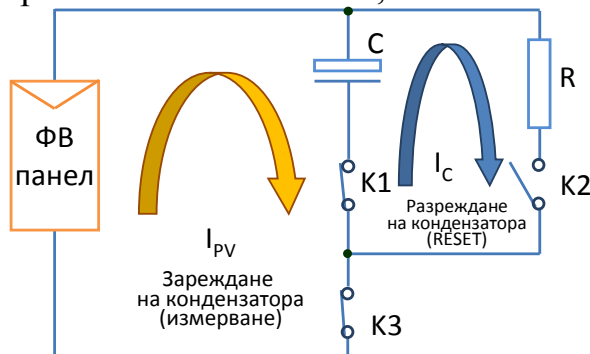
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Снемането на волт-амперните характеристики (ВАХ) на фотоволтаичните (ФВ) модули (панели) и дори на цели ФВ генератори е важен проблем, който е породен от изменчивостта на тези характеристики в зависимост от условията, при които работят модулите. Освен това е известно, че с течение на времето параметрите на панелите се променят. За целите на компютърното моделиране на ФВ клетки и модули е необходимо да се разполага с голямо количество опитни данни, снети при различни условия. Всичко това определя необходимостта от наличието на специализирана апаратура, с която да могат да се снемат бързо и точно ВАХ на ФВ модули, а данните да се съхраняват в цифров вид, за да може след това да се подложат на обработка и анализ.

Основният принцип за измерване на ВАХ на ФВ генератор се основава на промяна на тока на генератора от нула (отворена верига) до късо съединение. За реализиране на този принцип в литературата са предложени различни методи: променлив резистор, капацитивен товар, електронен товар, четириквартантен захранващ блок и др. [1], [2], [3]. Един от най-лесните за реализиране методи е този с капацитивен товар. При него елементите са малко на брой, схемата и управлението са сравнително прости и има възможност за бързо и автоматизирано снемане на характеристиката [3], [5]. Именно поради тези съображения в предложената разработка е избран този метод. Целта на изследването е да се разработи система за автоматизирано снемане на волт-амперните характеристики на фотоволтаични панели. Системата трябва да позволява бързо снемане на ВАХ при реални работни условия на панелите, като се осигурява постоянство на външните фактори – температура и слънчева радиация. Системата трябва да е мобилна и относително евтина.

2. ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

Схемата, която илюстрира идеята и принципа на действие на устройството за снемане на ВА характеристики на ФВ панели, е показана на фиг.1 [5].



Фиг1. Схема, илюстрираща принципа на действие на устройството.

Първоначално кондензаторът C на схемата е разреден. С помощта на ключовете $K1$ и $K3$ кондензаторът се включва към изследвания ФВ панел. Токът от панела i_{PV} започва да зарежда кондензатора и напрежението му нараства. При това свързване напрежението на панела u_{PV} е равно на напрежението на кондензатора u_C , а токът на панела i_{PV} е равен на тока през кондензатора i_C

$$\begin{aligned} u_{PV} &= u_C \\ i_{PV} &= i_C \end{aligned} \quad (1)$$

Всяка двойка стойности на тока и напрежението (u_{PV} , i_{PV}) е точка от ВА характеристика на ФВ панел. Идеята на устройството се състои в това да се регистрират във времето стойностите на тока и напрежението след включването на панела към кондензатора и след това да се начертае зависимостта $i_{PV}(u_{PV})$.

Вторият етап от работата на системата е разреждане на кондензатора до 0, което е подготовка за следващото измерване. Разреждането става чрез включване на кондензатора към резистора R с ключовете $K1$ и $K2$ при изключен $K3$.

3. МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ

Математическият модел се основава на еднодиоден модел на ФВ панел, даващ връзката между напрежението и тока на панела, известен от литературата и пре-

дишни работи на автора [6]

$$i_{PV} = I_{SC} \cdot \left(1 - e^{-\frac{u_{PV} - U_{OC}}{u_T}} \right) \quad (2)$$

където I_{SC} е токът на късо съединение на панела при дадената слънчева радиация, u_{PV} – напрежението на изводите на панела, U_{OC} – напрежението на празен ход на панела при дадените условия (температура на клетките и слънчева радиация), u_T – термичното напрежение на панела. Серийното и паралелното съпротивление са пренебрегнати.

При включването на ФВ модул към кондензатора протича преходен процес, като токът и напрежението се изменят във времето. Токът се представя с израза

$$i_{PV}(t) = I_{SC} \cdot \left(1 - e^{-\frac{u_{PV}(t) - U_{OC}}{u_T}} \right) \quad (3)$$

Напрежението на кондензатора е

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt + 0 \quad (4)$$

Тъй като напрежението на кондензатора е равно на напрежението на панела (1), се получава

$$u_{PV}(t) = u_C(t) = \frac{1}{C} \int \left(1 - e^{-\frac{u_C(t) - U_{OC}}{u_T}} \right) dt \quad (5)$$

$$u_{PV}(t) = \frac{I_{SC}}{C} t - \frac{I_{SC}}{C} \int e^{-\frac{u_{PV}(t) - U_{OC}}{u_T}} dt \quad (6)$$

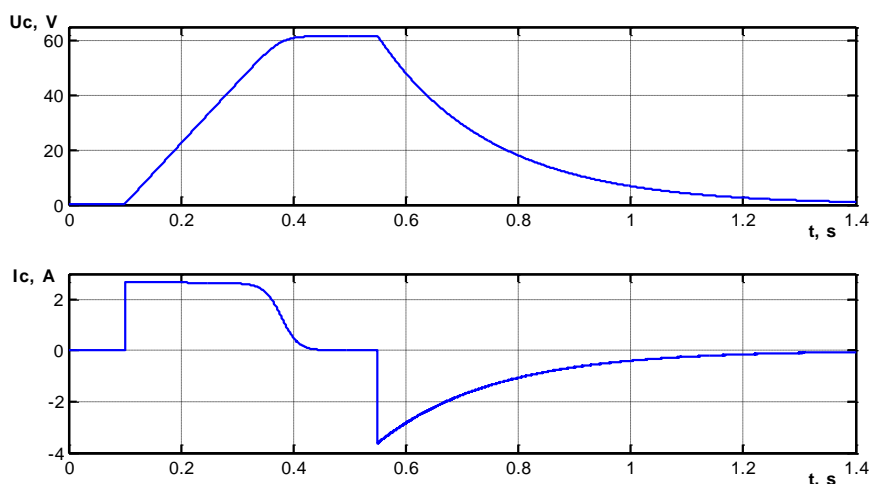
Уравненията (3) и (6) описват поведението на ФВ модул, свързан към кондензатора през първия етап – зареждането на кондензатора. Зареждането продължава докато напрежението на кондензатора стане равно на напрежението на празен ход на панела и токът се нулира.

През втория етап кондензаторът се разрежда през резистора и схемата се описва с уравнението

$$u_C(t) = U_{OC} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (7)$$

За проверка на адекватността на идеята и работоспособността на устройството е съставен модел в Matlab/Simulink, с който са направени симулации при различни стойности на кондензатора, резистора и различни ФВ панели. При съставянето на модела са пренебрегнати паразитната индуктивност на свързващите проводници и еквивалентното серийно съпротивление на кондензатора.

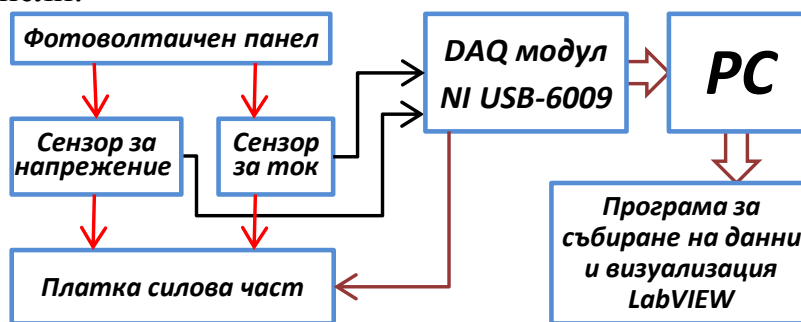
На фиг.2 е показан резултат от една симулация. В момента $t=0,1s$ панелът се включва към кондензатора и токът придобива стойността на късо съединение, а напрежението на кондензатора започва да нараства. След около $0,3s$ кондензаторът се зарежда до напрежението на празен ход на панела, а токът става 0. В момента $t=0,55s$ кондензаторът се включва към резистора и постепенно се разрежда до $0V$, като с това схемата е подготвена за следващо измерване. Целият процес трае по-малко от $2s$.



Фиг.2. Ток и напрежение на кондензатора – симулация със Simulink.

4. СТРУКТУРНА СХЕМА

На фиг.3 е показана структурната схема на разработената система за снемане на ВАХ на ФВ панели.



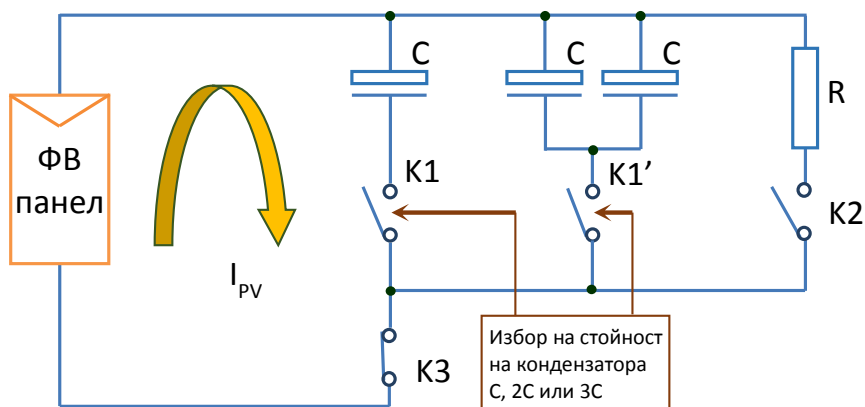
Фиг.3. Структурна схема на системата.

Системата се състои от: силова част с кондензатори и комутатори; сензор за напрежение; сензор за ток; блок за аналогово-цифрово преобразуване; персонален компютър с програма за управление, събиране на данните, визуализация и запамятване.

Сензорите за ток и напрежение и платката със силовата част са разработени и реализирани от автора. За аналогово-цифрово преобразуване на сигналите и управление на комутаторите се използва DAQ модул от National Instruments NI USB-6009, който се свързва през USB интерфейс към персонален компютър. За разработването на програмата за управление, измерване, визуализация и записване на данните е използвана средата LabView.

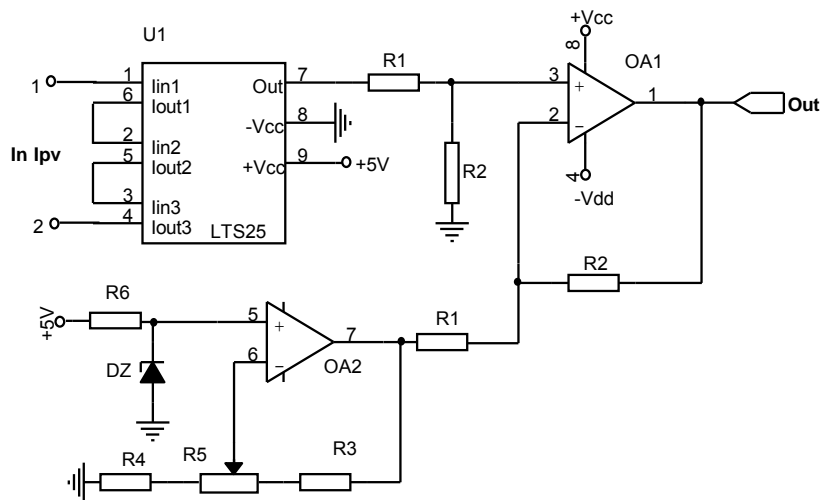
5. ЕЛЕМЕНТИ НА СИСТЕМАТА

Силовата част с кондензаторите и ключовете е изработена по схемата от фиг.4. Ключовете K1, K1' и K2 са контакти на релета. Ролята на ключа K3 се изпълнява от MOSFET транзистор. Релетата и транзисторът се управляват от цифровите изходи на модула NI USB-6009. Намотките на релетата се включват чрез допълнителни транзистори. Гейтът на MOSFET транзистора се управлява с подходящ оптронен драйвер. Така се осигурява електрическо изолиране между силовата част и модула NI USB-6009. Поради необходимостта от разширяване на обхвата за измерване по ток на системата и подобряване на точността на измерването, е предвидена възможност за избор на различни стойности на кондензатора с ключовете K1 и K1'.



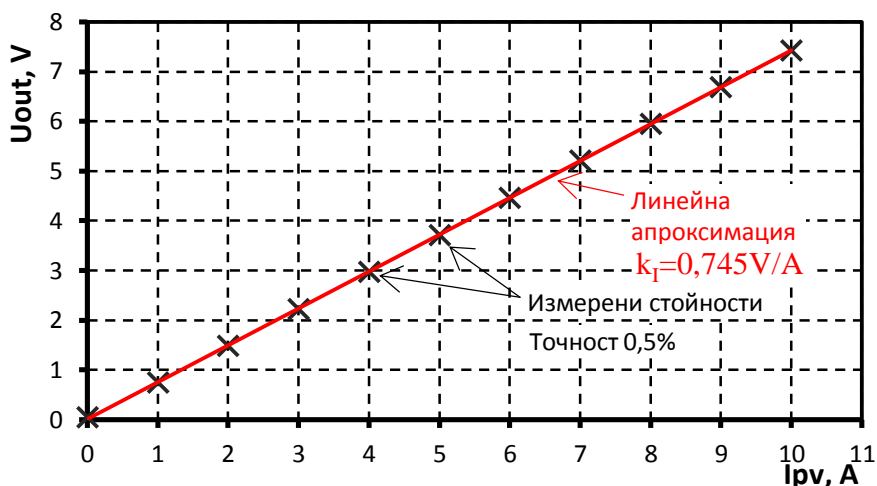
Фиг.4. Схема на силовата част.

Капацитетът на кондензатора определя времето за зареждане и съответно – времето за снемане на характеристиката на ФВ панел. Ако това време е много кратко, измерванията са малко на брой и динамичните явления започват да оказват влияние върху формата на характеристиката. При голяма стойност на капацитета и малък ток на ФВ модул времето се удължава, а броят на точките става прекалено голям, което затруднява обработката на резултатите. Опитно е установено, че оптималното време за снемане на характеристиката е от 0,3 до 1,5s. Сензорът за ток е изработен съгласно схемата от фиг.5. Основен елемент тук е датчикът със сензор на Хол LTS25. Изходният сигнал от датчика се усилва с диференциалния усилвател (OA1, R1, R2) до напрежение, което съответства на входния обхват на аналоговите входове на модула NI USB-6009 0÷10V [7]. С другия операционен усилвател OA2 и елементите около него е реализиран източник на опорно напрежение +2,5V, което може да се донастройва с тример-потенциометър R5.



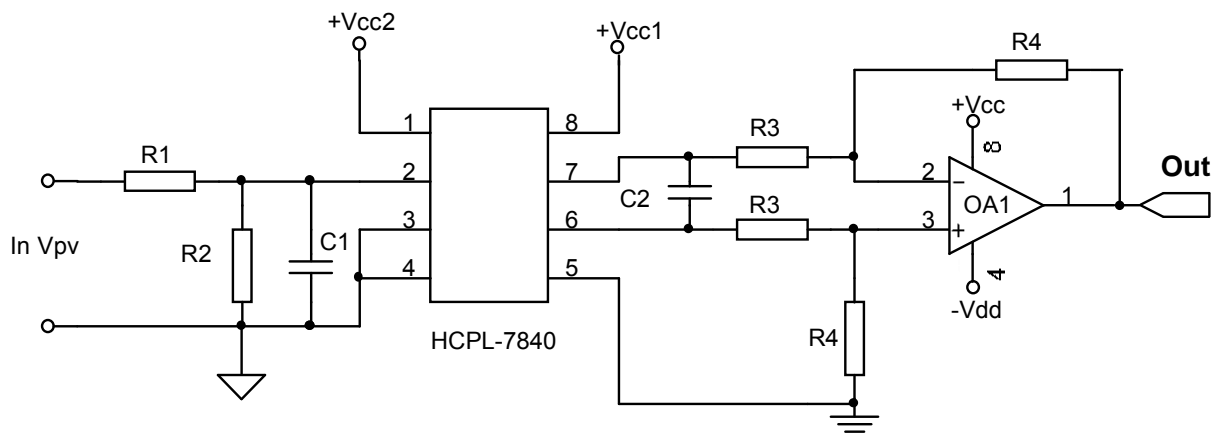
Фиг.5. Схема на сензора за ток.

Сензорът за ток е изпитан като се измерва входният ток с точен амперметър, а изходното напрежение се отчита в компютъра след преобразуването му в цифров вид. Получените точки са апроксимирани с права линия с коефициент $k_I=0,745V/A$, както е показано на фиг.6. Проверката на отклонението на измерените стойности от теоретичните, които лежат върху правата линия, показва разлика в границите на $\pm 0,5\%$ в целия обхват на измерване 0÷10A. Тази точност на измерването е напълно достатъчна за целите на разработката.



Фиг.6. Резултат от тестването на сензора за ток.

Сензорът за напрежение е изработен на базата на изолиращ линейен оптрон HCPL-7840 (фиг.7). Изходният сигнал от оптрона се усилва с диференциалния усилвател OA1 до напрежение, което съответства на входния обхват на аналоговите входове на модула NI USB-6009.



Фиг.7. Схема на сензора за напрежение.

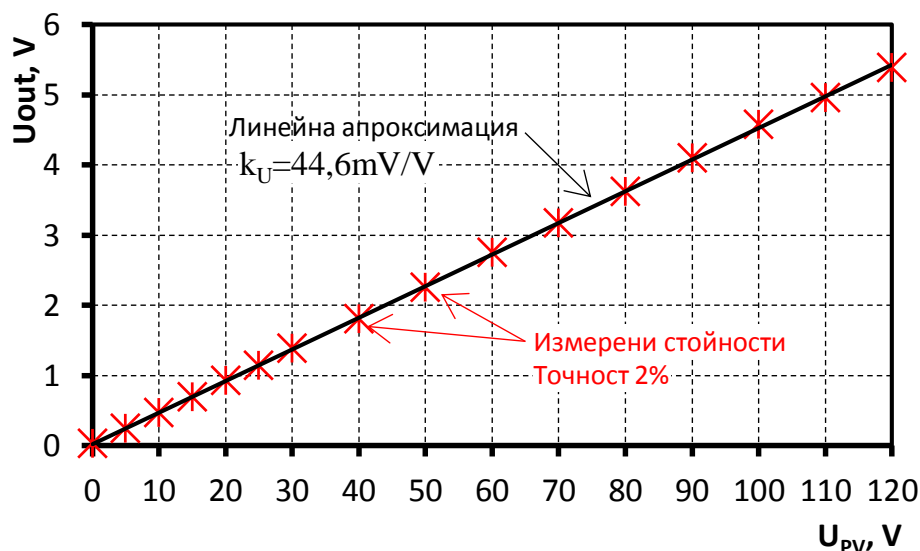
Сензорът за напрежение е изпитан като се измерва входното напрежение с точен волтметър, а изходното напрежение се отчита в компютъра след преобразуването му в цифров вид.

Получените точки са апроксимирани с права линия с коефициент $k_U=44,6\text{mV/V}$, както е показано на фиг.8.

Проверката на отклонението на измерените стойности от теоретичните, които лежат върху правата линия, показва разлика в границите на $\pm 2\%$ в целия обхват на измерване $0\div 120\text{V}$. Прието е, че тази точност на измерването е достатъчна за целите на проекта.

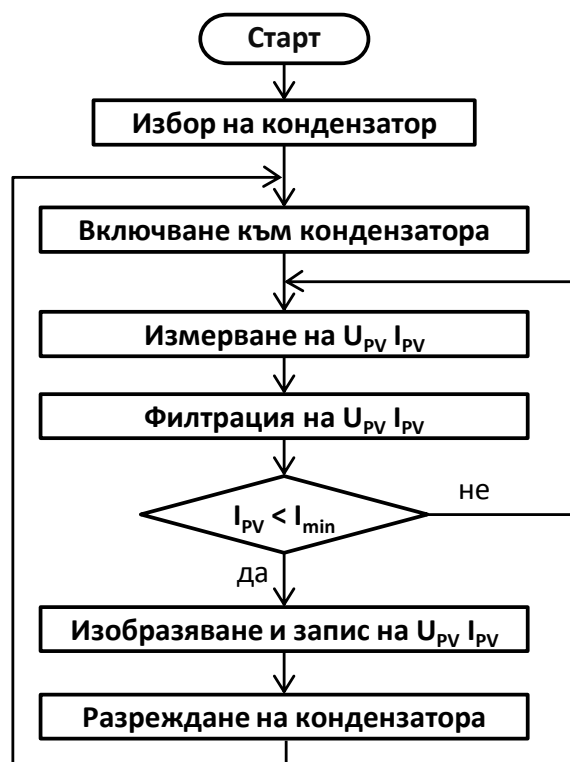
На фиг.9 е показан алгоритъмът на разработената програма в LabView.

След избора на капацитет на кондензатора ФВ панел се включва към кондензатора посредством ключа К3. Въведено е закъснение Δt , през което да затихне преходният процес, породен от паразитната индуктивност на свързващите проводници.



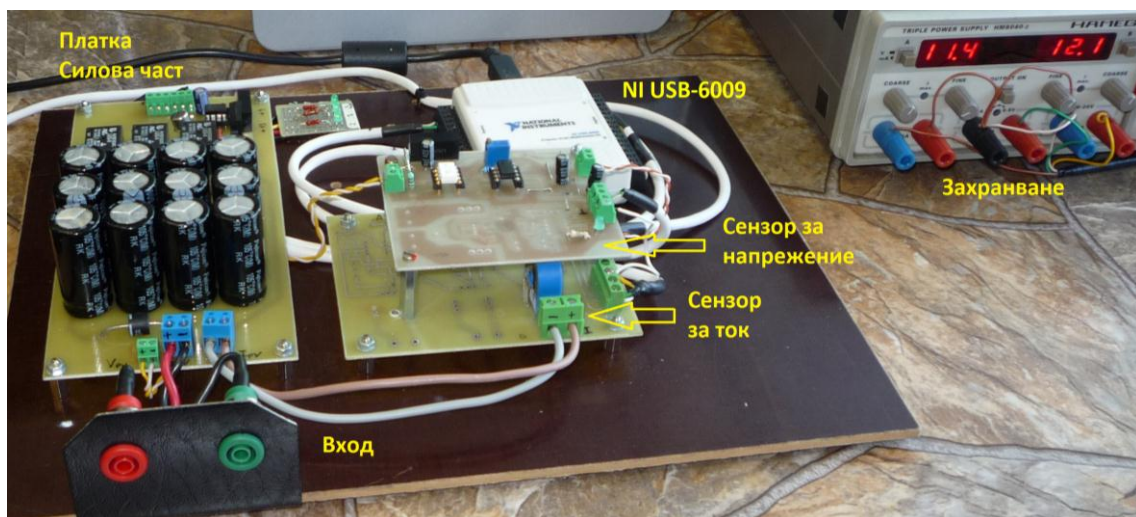
Фиг.8. Резултати от теста на сензора за напрежение.

След това започва регистрирането на тока и напрежението на ФВ модул, като по време на измерването се извършва и филтрация за отстраняване на шумовете и намаляване на грешката. Критерий за прекратяване на измерването е спадането на тока на панела под определена стойност I_{min} . Събраните данни се изобразяват на екрана и се записват във файл в компютъра. Кондензаторът се разрежда с включване на ключа К2 и изключване на К3 и така схемата се подготвя за следващото измерване.

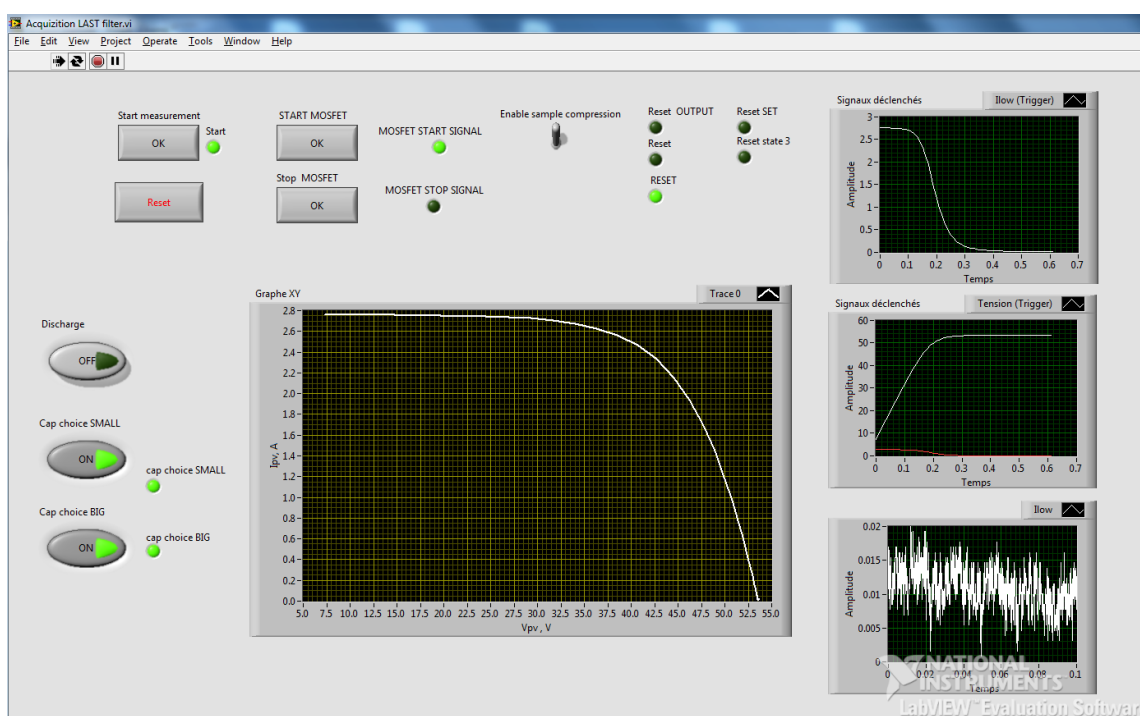


Фиг.9. Алгоритъм на програмата в LabView.

На фиг.10 е показана снимка на хардуерната част на разработената система. На фиг.11 е показан изглед от интерфейса на виртуалния инструмент за управление и визуализиране, разработен в LabView.



Фиг.10. Общ вид на хардуерната част.



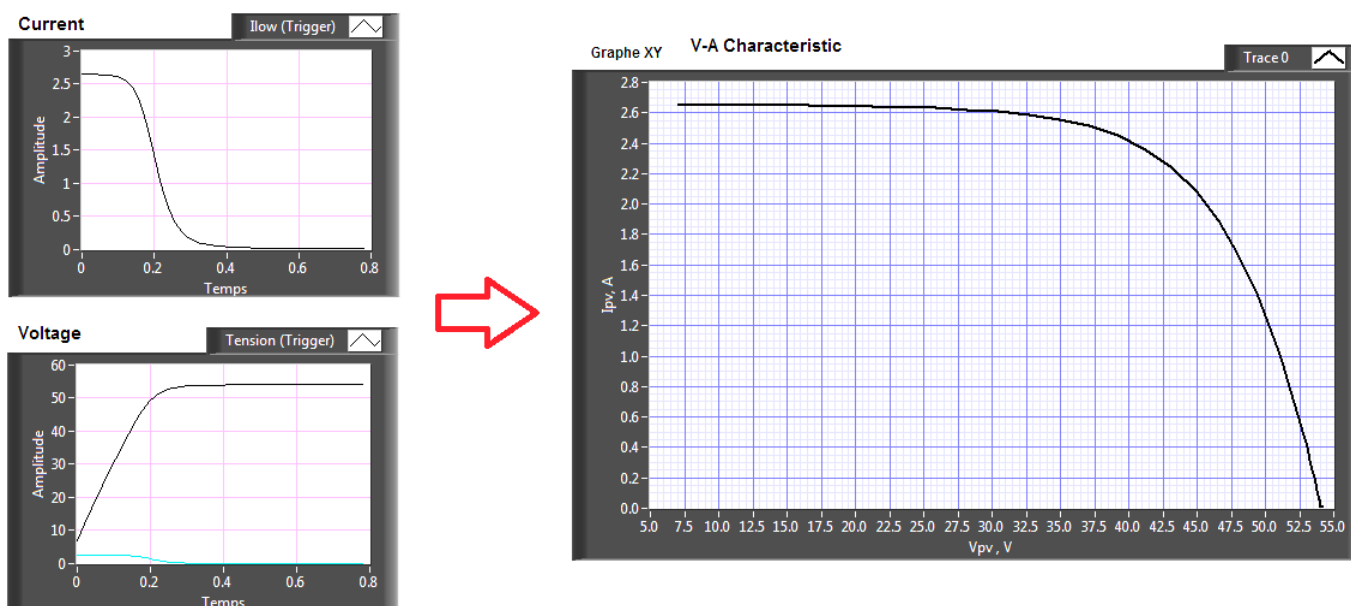
Фиг.11. Изглед от интерфейса на виртуалния инструмент в LabView.

Поради въведеното закъснение в началото на измерването не е възможно точно да се измери токът на късо съединение на ФВ модул, защото при започване на отчитането на стойностите кондензаторът вече се е заредил до някакво напрежение, по-високо от 0V. Друг проблем, който се появява е, че измерените точки от характеристиката не са равномерно разположени по нея (през равни интервали на напрежението или тока). В края на измерването, когато токът клони към нула, напрежението се променя съвсем бавно и се получават множество близки точки, защото измерването е през равни интервали във времето (виж фиг.2, фиг.12).

6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

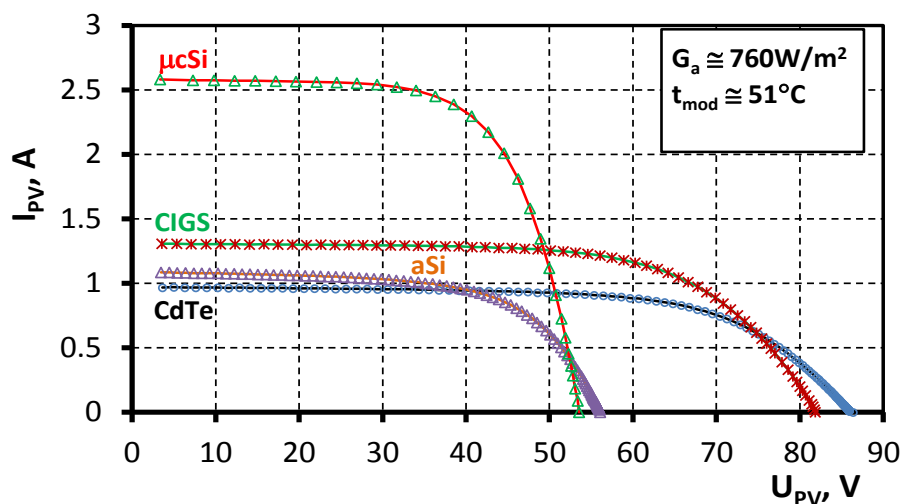
С помощта на разработената система са снети множество характеристики на различни типове ФВ панели при различни метеорологични условия. Тестовите са извършени при полеви условия, като слънчевата радиация, температурата на околната среда и температурата на изследвания модул се измерват с помощта на

Sunny Sensorbox в момента на снемането на ВАХ. Фиг.12 показва пътя на получаване на ВАХ от измерените ток и напрежение, които се променят във времето.



Фиг.12. Регистрирани ток и напрежение на панела във времето (ляво) и ВА характеристика на панела (дясно).

На фиг.13 са показана ВАХ на 4 различни ФВ панела, снети при еднакви условия. Вижда се, че характеристиките на панелите се различават, но системата за измерване се справила много добре във всички случаи.



Фиг.13. Характеристики на 4 различни ФВ панела, получени при еднакви условия.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е представена разработена от автора система за автоматизирано снемане на ВА характеристики на ФВ панели за ток до 10А и напрежение до 100V. Използвани са елементи, които правят системата мобилна и сравнително евтина.

Проведените експериментални изследвания с реализираната система показват нейната функционалност и отлични качества:

- автоматизация на измерването;

- бързина на измерването, което осигурява неизменност на външните фактори;
- бърза визуализация и записване на резултатите в цифров вид за по-нататъшна обработка;
- добра точност на измерване на тока и напрежението.

Като недостатъци могат да се посочат: неравномерно разпределение на точките в получената характеристика; необходимост от допълнителни измервания за точното получаване на тока на късо съединение и на напрежението на празен ход на ФВ модул.

Благодарение на използването на многоканален АЦП модул и платформата LabVIEW системата има възможности за по-нататъшно усъвършенстване, като: по-пълна автоматизация на процеса на измерване; добавяне на подпрограма за подбор на необходимия брой равномерно разположени точки в характеристиката, добавяне на канали за измерване на слънчева радиация, температури и др.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторът благодари на Национален фонд “Научни изследвания” за финансовата подкрепа по договор ДУНК 01/3 “Университетски научно-изследователски комплекс”.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Durán E, M. Piliouguine, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J.M. Andújar. (2008), *Different Methods to Obtain the I-V Curve of PV Modules. A Review*, Proceedings of the 33rd IEEE PVSC, San Diego, CA, 2008, pp. 1-6.
- [2] Duran E., J.M. Andujar, J.M. Enrique, J.M. Perez-Ori. (2012), *Determination of PV Generator I-V/P-V Characteristic Curves Using a DC-DC Converter Controlled by a Virtual Instrument*, International Journal of Photoenergy, Vol. 2012, p.13.
- [3] Cipriani G., G. Ciulla, V. Di Dio, D. La Cascia, R. Miceli. (2013), *A Device for PV Modules I/V Characteristic Detection*, Clean Electrical Power (ICCEP), 2013 International Conference on, 11-13 June 2013, Alghero, Italy, pp. 24-30.
- [4] Munoz J., E. Lorenzo. (2006), *Capacitive load based on IGBTs for on-site characterization of PV arrays*, Solar Energy, vol. 80, no. 11, 2006, pp. 1489–1497.
- [5] Namor E. et all. (2012), *Développement d'un testeur dynamique de panneaux solaires et caractérisation du comportement de modules photovoltaïques en mouvement*, Colloque francophone COFRET 2012, 11-13 Juin 2012, Sozopol, Bulgarie, pp. 304-308.
- [6] Лазаров, В., З. Зарков, Л. Стоянов, Х. Кънчев. (2013), *Моделиране на фотоволтаични панели за целите на следене на точката на максимална мощност*, Годишник на ТУ - София, т. 63, кн. 2, 2013, стр. 341-350.
- [7] Rollier S., C. Benz, H.D. Huber. (2003), *LTSR: ASIC Based Closed-Loop Transducers from 6A up to 25A nominal with reference access*, LEM Components, www.lem.com.

Автор: Захари Зарков, доцент, д-р, кат. „Електрически машини”, Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: zzza@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Людмил Стоянов

ВИСОКОЕФЕКТИВНО УПРАВЛЕНИЕ НА СИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ ЗА ПРОМИШЛЕНИ ВЕНТИЛАЦИОННИ СИСТЕМИ

Емил Рачев, Владислав Петров

Резюме: В статията е представено приложение на безсензорно векторно управление на синхронен двигател с постоянни магнити за високоефективно задвижване на промишлени вентилатори. В общият случай приложението изисква висока ефективност, поради непрекъснатата работа на вентилационните системи. Замяната на класически използваните асинхронни двигатели със синхрони с постоянни магнити и електронен преобразувател, цели намаляване на разходите за електроенергия в промишлените предприятия в дългосрочен план.
Ключови думи: енергийна ефективност, безсензорно векторно управление, синхронни двигатели с постоянни магнити

HIGH EFFICIENCY PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE FOR USE IN INDUSTRIAL VENTILATION

Emil Rachev, Vladislav Petrov

Abstract: This paper presents an implementation of a high efficiency permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive using sensorless vector control algorithm. The drive application requires high efficiency due to the continuous mode of operation of the ventilation system. Replacing the generally used induction motors with PMSM and integrated electronics reduces power consumption of the whole system.
Keywords: energy efficiency, sensorless vector control, permanent magnet synchronous motor

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Енергийната ефективност при системата *двигател - вентилаторна перка* във вентилационните системи се определя от електрическата енергия - [W/h] за придвижване на определено количество флуид - [m³] или мощността - [W], необходима за поддържане на определен дебит - [m³/h]. При постоянен дебит, за ефективността на вентилатора се използва мерната единица W/m³/h или W/1000m³/h.

Ефективността в този тип системи зависи от два основни компонента - **ефективност на електрозадвижването** на вентилатора (двигател или двигател и електроника) и **ефективност на перката** на вентилатора. В настоящата статия

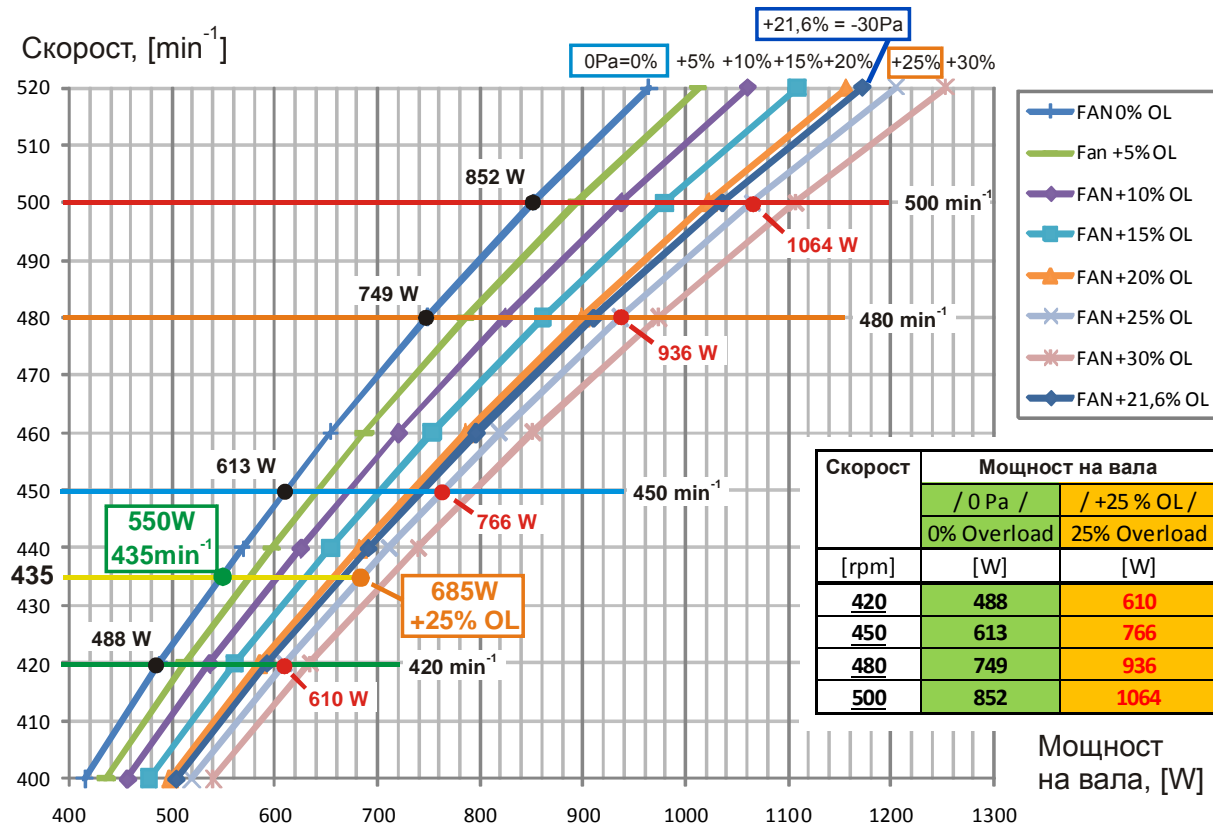
предмет на разглеждане е задвижването на вентилатор за промишлена вентилационна система с мощност под 1kW и скорост, в диапазона 400-500 min⁻¹. Въпросите, свързани с аеродинамика и повишаване на ефективността на перката, при даден диаметър и брой лопатки, не са предмет на настоящата работа. **Целта на работата е повишаване на енергийната ефективност на електрозадвижването на вентилатора**, тъй като дори малка разлика в коефициента на полезно действие би довела до намаляване на разходите за електроенергия в дългосрочен план при приложения, изискващи непрекъсната работа на вентилационната система с инсталиран голям брой вентилатори.

При работа със статична скорост, масово за тези целите се използват асинхронни двигатели – в конкретното приложение, засегнато в статията, асинхронен двигател с мощност 0.5W до 1kW. Изискването за работна скорост в диапазона 400min⁻¹ до 500min⁻¹, изисква използването на двигател с 12 полюсна статорна намотка. Според международният стандарт за въртящи се електрически машини IEC 60034, по таблицата за *IE3 Premium Efficiency*, за 6 полюсен асинхронен двигател с мощност 0.75kW при 50Hz захранване е даден коефициент на полезно действие КПД=78.9% - [1]. Въпреки, че стандартите за ефективност според IEC 60034, в частност IE3, не са приети в цял свят вече се споменава за обсъждане на *IE4 – Super Premium Efficiency* и *IE5 – Ultra Premium Efficiency* – [1]. Непрекъснатото повишаване на изискванията, по отношение на енергийната ефективност, нормално водят и до повишаване на изискванията на клиентите към производителите на електродвигатели. Въпреки, че според IE3 няма дефинирани стандартни стойности на КПД за двигатели с 12 полюса, се поставя въпросът за повишаване на ефективността на задвижването на вентилатор, за който е използван асинхронен двигател с мощност под 1kW, 12 полюса и КПД около и по-малко от 74%, с около 10%. Освен сервизните затруднения, свързани с повишаването на ефективността на съществуващо технологично решение за асинхронен двигател с кафезен ротор с 10%, се появява още един аспект на проблема. За фино оптимизиране на ефективността на вентилатора, от гледна точка на аеродинамиката, от значение е и възможността за точно регулиране на скоростта и поддържането ѝ в определена точка. Това от своя страна води към използване на инвертор с обратна връзка по скорост, което прави изпълнението на задачана с асинхронен двигател, на практика неизпълнима. Логичната стъпка е замяна на асинхронния двигател без управление със синхронен двигател с постоянни магнити с електронен преобразувател [2], по възможност вграден в самия двигател. Това разбира се води до увеличаване на инвестиционните разходи, но предвид тенденциите за поевтиняване на магнитите, с появата на голям брой производители, предимно в Китай, както и наличието на достъпна и все по-евтина база от електронни компоненти, инвестицията се оказва разумна в дългосрочен план.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ТОВАРА

Въпреки, че на пръв поглед работата на задвижването в конкретното приложение изглежда като работа със статичен товар при фиксирана скорост, всъщност задвижването е подложено непрекъснато на динамично натоварване. Особено

при големи помещения се създават течения, които могат да подложат вентилатора на значително подналягане, което по задание може да доведе до около 25% - 30% претоварване. При задание за номинална мощност 550W на вала на двигателя и работа на вентилатора при 0Pa без подналягане, претоварването може да доведе до около 700W мощност на вала, което може да бъде и за продължителен режим на работа. Характеристиките на товара, както и някои характерни работни точки, са показани на фиг.1.



Фиг.1. Характеристики на вентилаторната перка без подналягане (0Pa) и с прилагане на подналягане, с претоварване до 30%

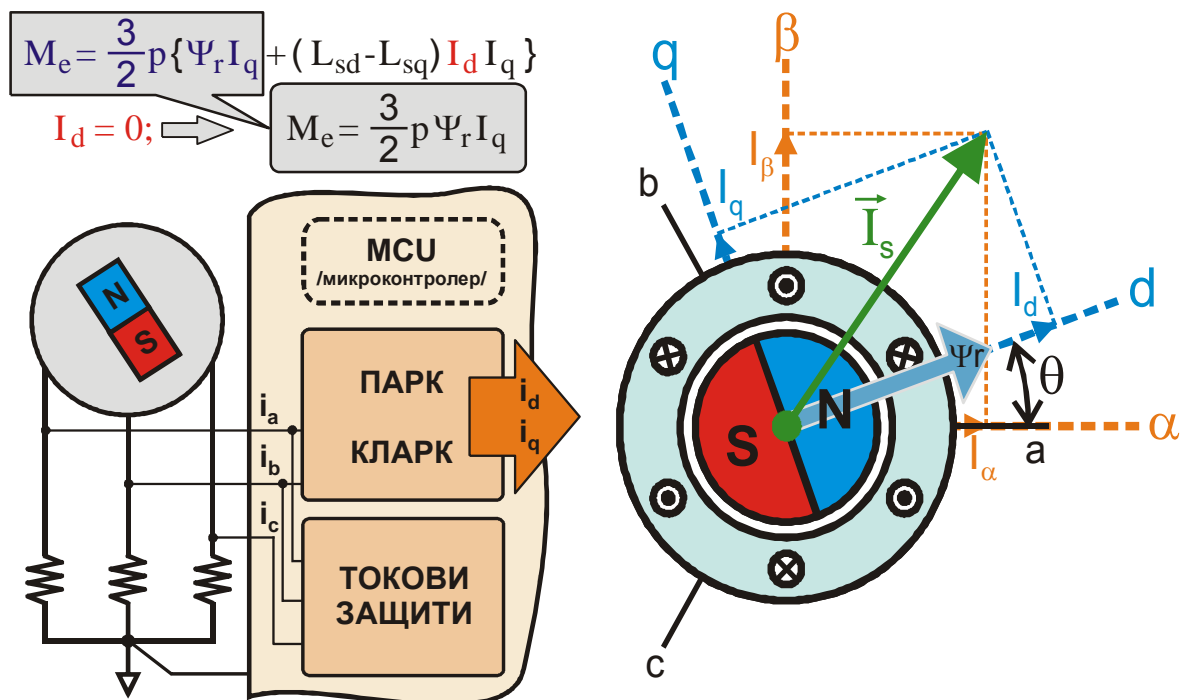
Оптималната работна точка на вентилатора е при скорост 435min^{-1} , където номиналната мощност на двигателя е 550W. В някои приложения, за кратко време, както и при смяна на сезоните или необходимост от промяна на климатичните условия в помещението, може да се наложи промяна на скоростта, като възможните работни точки са 420min^{-1} , 435min^{-1} , 450min^{-1} и 480min^{-1} .

Изискванията към електронния преобразувател са да има минимални загуби в него, да гарантира сигурно развъртане на двигателя, дори при наличие на подналягане, да позволява регулиране на скоростта и не на последно място да гарантира оптимална работна точка за двигателя при всеки работен товар.

3. ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА СИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ

Основно предимство на синхронния двигател с постоянни магнити пред асинхронния с кафезен ротор е повишаване на коефициента на полезно действие при един и същ габарит. На практика обаче, двигателят е неизползваем без наличие на електронен преобразувател, който да осигури стартиране и нормална работа

на двигателя. Най-простият вариант за управление е *честотно (скаларно) управление при $U/f=const$* [3]. Честотното управление е възможен вариант в конкретното приложение, тъй като стартирането на двигателя не е под голям товар, дори и при наличие на течение и подналягане. Честотно управление с $U/f=const$ обаче е приложимо и подходящо, ако двигателят работи без наличие на подналягане. При липса на подналягане може да се въведе конкретно отношение $U/f=const$ според кривата при 0Pa - фиг.1. При изместване на кривата надясно обаче, двигателят не работи в оптимално магнитно отношение. Причината е, че при промяна на товара и неправилно отношение U/f в конкретната точка се появява съставка на тока и по оста "d" на координатната система, фиксирана спрямо ротора – фиг. 1.



Фиг.2. Векторно управление на синхронен двигател с постоянни магнити;

M_e - електромагнитен момент; p – брой чифтове полюси; Ψ_r – роторно потокосцепление; I_d, I_q – съставки на статорния ток в „d-q” координатна система; L_{sd}, L_{sq} - индуктивности

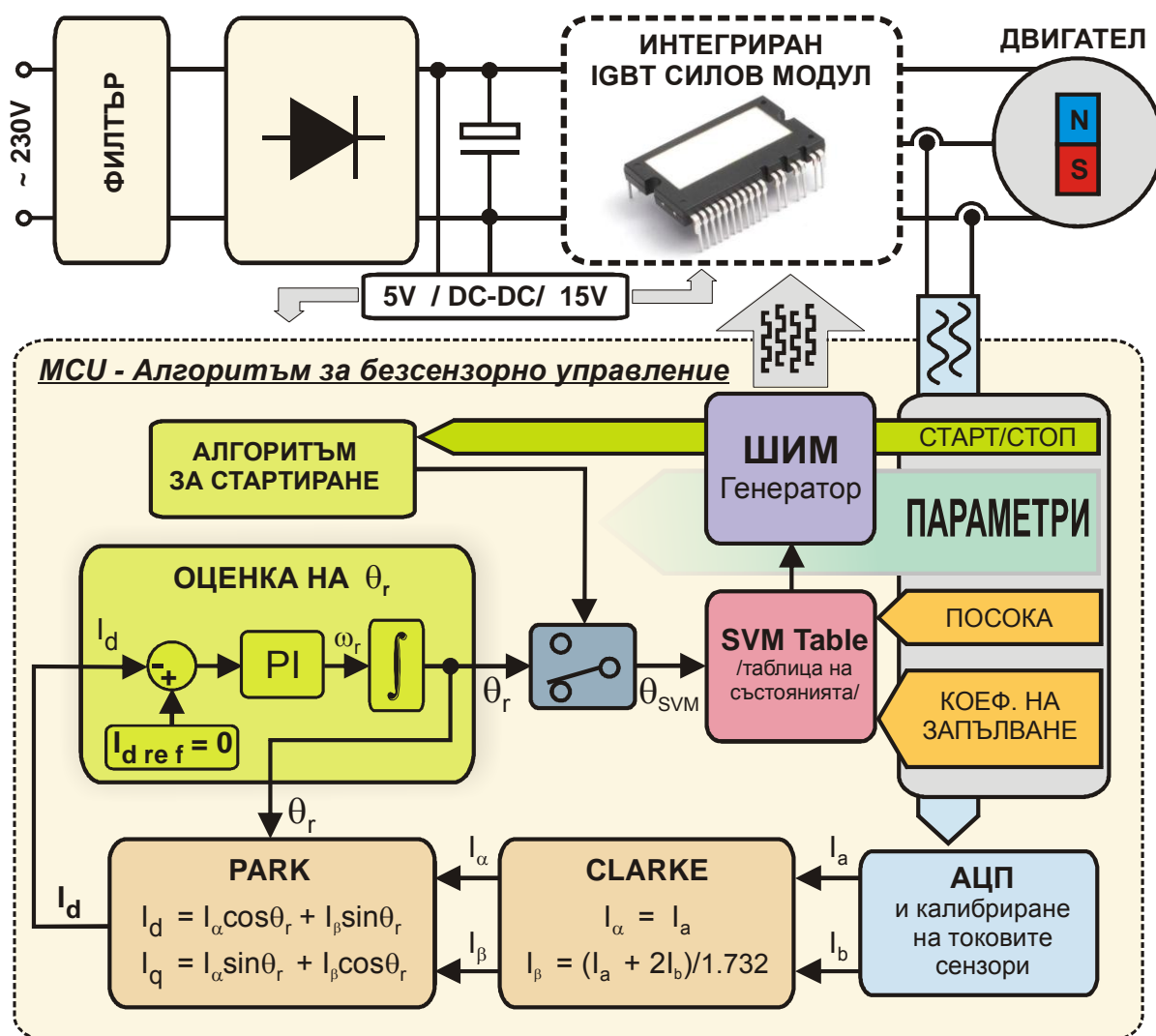
Това води до създаване на потокосцепление по оста на магнита, което е излишно и води до влошаване на коефициента на полезно действие. Възможно е вземане на мерки за преодоляване на недостатъците, но при „чисто” честотно управление е възможно излизане на двигателя от синхронизъм, при по-голямо претоварване. Недостатъците на метода за честотно управление се елиминират с прилагане на **векторно управление** [3,4] - фиг. 2.

При векторно управление се реализира математическо трансформиране на трифазната статорна намотка във фиктивна двуфазна. На база на обратни връзки по ток и скорост на ротора се определя модула и ъгловото положение на пространствения вектор на роторното потокосцепление Ψ_r , като спрямо него се ориентира декартовата координатна система “d-q”. Управлението се реализира така,

че съставката на статорния ток по оста „d” на координатната система „d-q” да е равна на нула – $I_d=0$.

4. ЕЛЕКТРОНЕН ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С БЕЗСЕНЗОРНО ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА СИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ С ПОСТОЯННИ МАГНИТИ

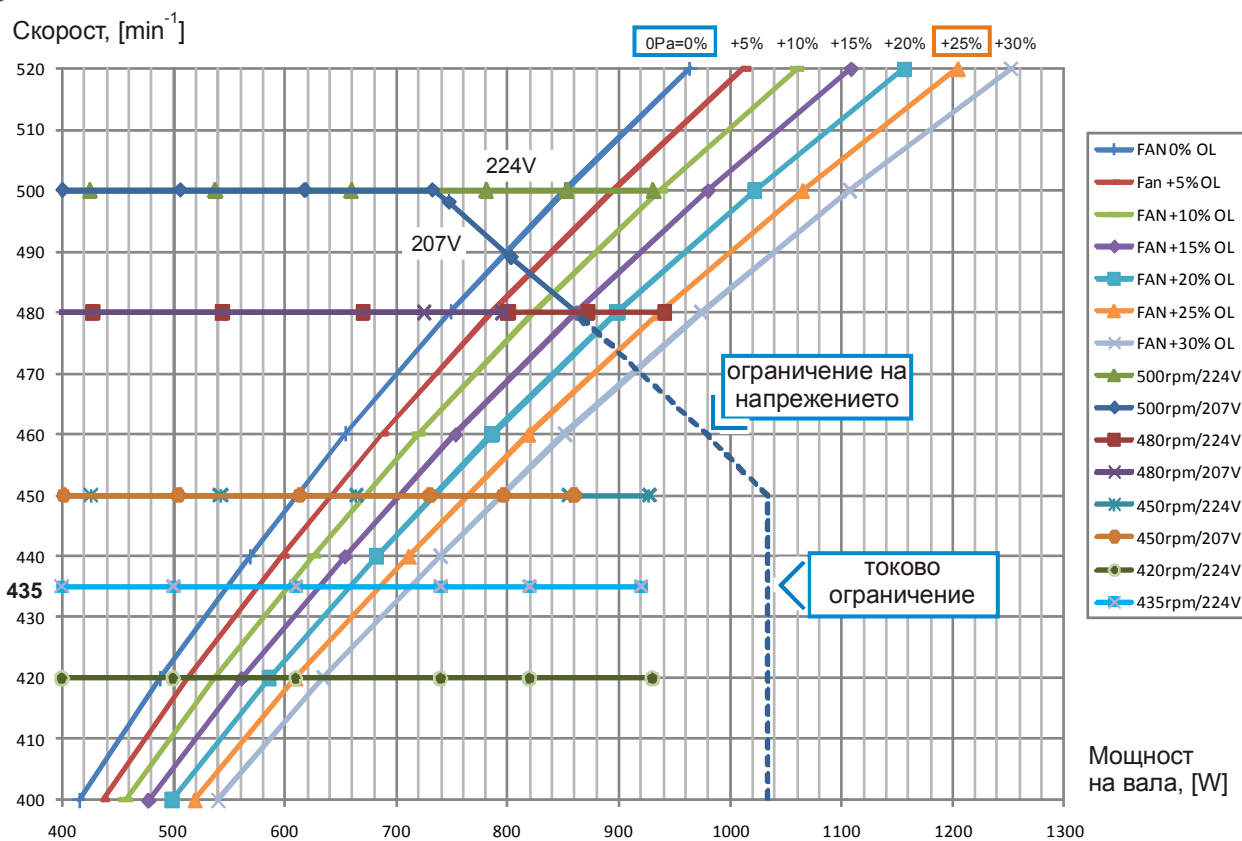
Алгоритъма на управление и блок схема на електронния преобразувател са показани на фиг. 4. За реализация на принципа на векторно управление е необходим сензор за определяне на скоростта на двигателя или алгоритъм за оценка на скоростта, на база на измерени електрически величини.



Фиг.3. Блок схема на безсензорно векторно управление със синхронен двигател с постоянни магнити

Терминът *безсензорно управление* [4,5] означава, че на вала на двигателя няма монтиран сензор за измерване на скоростта или положението на ротора. Безсензорно управление не означава, че няма сензори, за реализация на управление с обратна връзка. Самият двигател обаче няма монтиран допълнителен сензор на вала, а за скоростта се съди по косвен път, като се използват обратни връзки по ток – измерва се тока към двигателя – фиг.3. Най-простия и евтин вариант за

имерване на тока е използване на токоснемащи шунтове (фиг.2). Сигналът от тях се подава на микроконтролера и след веригите за посрещане и калиброване на сигнала, той се трансформира първо от трифазна система от токове в двуфазна (трансформация на Кларк), а след това и в двуфазна въртяща се координатна система (трансформация на Парк). Определянето на ъгъла на завъртане на ротора и скоростта става на база на потокообразуващата съставка на тока I_d , която се поддържа равна на нула – фиг.3. Основен недостатък на метода за безсензорно управление е свързана с гарантиране на добра работа при ниски скорости. При вентилаторно приложение, обаче работата при ниски скорости не е необходима, а и натоварването на двигателя при стартиране е незначително. Стартирането на двигателя става както при честотно управление, с поддържане $U/f=const$. След стартиране на двигателя с честотно управление до около $30 - 50 \text{ min}^{-1}$, когато двигателят вече се върти и протичат определени токове, се преминава към векторно управление. Характеристики на задвижването и товара са показани на фиг. 4.

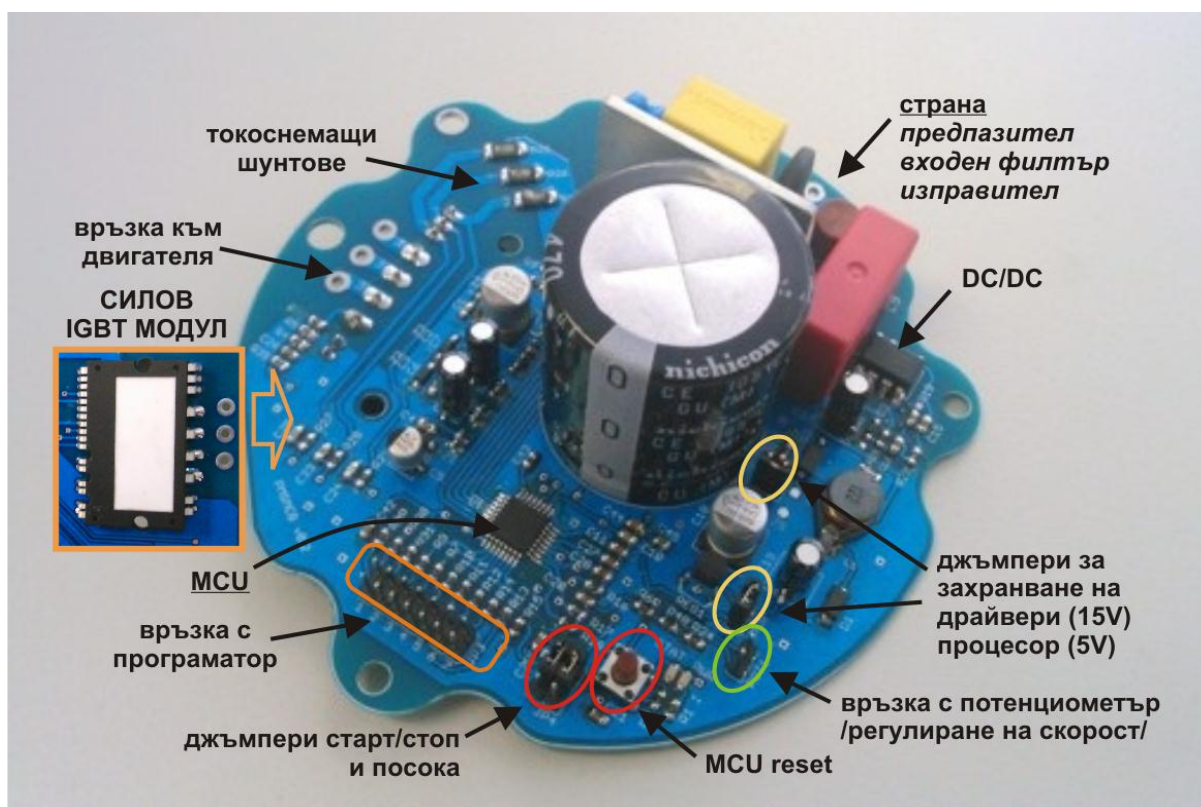


Фиг.4. Характеристики на вентилаторната перка без подналягане (0Pa) и при претоварване, с прилагане на подналягане, заедно с характеристики на синхронния двигател и електронния преобразувател с векторно управление

Важно предимство на метода за векторно управление в конкретния случай, е че ако в следствие на претоварване не достига напрежение за поддържане на моментобразуващата съставка на тока I_q (фиг.2), скоростта намалява, след определено претоварване на двигателя, подобно на работа с асинхронен двигател – фиг.4, без двигателя да излиза от синхронизъм. Това е предимство, което се забелязва главно при намаляване на входното напрежение към преобразувателя.

Съвместната работа на двигателя и преобразувателя е съгласувана спрямо товара от една страна и мрежата от друга страна. Мрежовото напрежение е еднофазно 230V/50Hz $\pm 10\%$, което означава, че управлението трябва да работи нормално, дори при 207V захранване. При токоизправител без корекция на фактора на мощност, максималното възможно напрежение към двигателя зависи от флукуациите на захранващото напрежение. Проблемът е, че при по-ниско входно напрежение и претоварване на двигателя е възможно да не достига напрежение за поддържане на зададените обороти. Тогава обаче, двигателя не излиза от синхронизъм. Характеристики на задвижването заедно с характеристиките на товара са дадени на фиг.4. В целия си диапазон характеристиката на задвижването е дадена при задание 500 min^{-1} и напрежение 207V. С плътна линия са дадени измерени стойности, а с пунктир стилизирано е показан характера на кривата, до момента на претоварване, в който настъпва токово ограничение. При задание 480 min^{-1} двигателят би работил нормално, дори при 207V входно напрежение и претоварване около 15%. При претоварване 25%-30% оборотите леко намаляват, до около $475\text{-}470 \text{ min}^{-1}$, но двигателят няма да излезе от синхронизъм.

Снимка на преобразувателя, подготвен за вграждане в двигател е показана на фиг.5. Блок схема на силовата част е показана на фиг.3.



Фиг.5. Преобразувател за вграждане

Таблични данни за комплексният коефициент на полезно действие на задвижването (двигател и електроника) са дадени на фиг.6.

ИЗМЕРЕНО			ИЗЧИСЛЕНО		
U ф	Р ел.	СКОРОСТ	Момент	Р мех.	КПД
[V]	[W]	[min-1]	[Nm]	[W]	[%]
<i>задание за скорост - 420 min⁻¹</i>					
230	385	420	7.4	324.0	84.2
230	520	420	9.9	434.6	83.6
230	660	420	12.5	549.2	83.2
230	820	420	15.3	670.8	81.8
230	1080	420	19.5	857.5	79.4
<i>задание за скорост - 450 min⁻¹</i>					
230	375	450	6.7	315.2	84.0
230	520	450	9.3	438.1	84.2
230	660	450	11.8	554.6	84.0
230	820	450	14.4	676.7	82.5
230	1095	450	18.7	881.7	80.5

ИЗМЕРЕНО			ИЗЧИСЛЕНО		
U ф	Р ел.	СКОРОСТ	Момент	Р мех.	КПД
[V]	[W]	[min-1]	[Nm]	[W]	[%]
<i>задание за скорост - 480 min⁻¹</i>					
230	370	480	6.3	315.7	85.3
230	520	480	8.8	443.6	85.3
230	660	480	11.1	558.0	84.5
230	800	480	13.3	670.4	83.8
230	870	480	14.3	717.7	82.5
230	900	480	14.8	745.3	82.8
230	1100	472	17.8	882.2	80.2
230	1200	467	19.5	953.4	79.5

Фиг.6. Данни за коефициента на полезно действие (КПД) за електрозадвижването (двигател и преобразувател)

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От данните на фиг.6 се вижда, че в номинален режим на работа, без подналягане, за скорости 420min^{-1} и 450min^{-1} коефициента на полезно действие на задвижването (двигател и електроника) е около 83%. За работа при 480min^{-1} е около 82%. Конкретни измервания по отношение на разпределене на загубите в двигателя и преобразувателя не са правени, тъй като крайната цел е постигане на високо комплексно КПД. Електронния преобразувател е опростен, без излишни функции с цел минимални загуби.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Almeida A., Ferreira F., *Super-Premium Efficiency Class Electric Motors*, ISR - Dep. Electrical Engineering – University Of Coimbra, 2010
- [2] Benhaddadi M., Landry F., Houde R., Olivier G., *Energy efficiency electric Premium motor-driven systems*, Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium
- [3] Рац Е., *Векторно управление на електрически машини*, Авангард Прима, София 2010
- [4] Vas P., *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, Oxford, 1998
- [5] Chou T.Y., Liu T.H., Cheng T.T., *Sensorless micro-permanent magnet synchronous motor control system with a wide adjustable speed range*, Electric Power Applications, IET, Volume: 6 , Issue: 6, 2012

Автори: Емил Рачев, гл. ас. д-р, катедра „Електрически Машини”, Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: ehra@tu-sofia.bg; Владислав Петров, бак. инж., студент в ТУ-София

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Георги Тодоров

КОНЦЕПЦИЯ ЗА ИНТЕЛИГЕНТНО УПРАВЛЕНИЕ НА МОЩНОСТИТЕ В МИКРОМРЕЖИ И АВТОНОМНИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЙНИ СИСТЕМИ

Рад Станев

Резюме: Тази статия представя концепция за интелигентно управление на мощностите в микромрежи и автономни електроенергийни системи с двойствен управляващ сигнал. Определени са основните принципи за разпределено управление на всички участници в микромрежите- производители потребители и устройства за съхранение на енергия.

Ключови думи: управление на мощностите, автономни електроенергийни системи, микромрежи, управление на производството, управление на товара, управление на устройствата за съхранение на електрическа енергия

A CONCEPT FOR SMART POWER MANAGEMENT OF MICROGRIDS AND AUTONOMOUS ELECTRICAL POWER SYSTEMS

Rad Stanev

Abstract: This article presents a dual leading signal control concept for smart active power management of microgrids and autonomous power systems. The main principles and distributed control behaviour of all of the microgrid players- generation, load and storage devices are derived and presented.

Keywords: power management, autonomous power systems, microgrids, generation control, demand side control, storage control

1. INTRODUCTION

The global trend of lower dependency from fossil energy sources and distributed generation in the electrical power systems opens new opportunities for smarter power management. The implementation of distributed renewable generation and storage sources allows more flexible operational concepts in the microgrids and the autonomous systems. Mainly because of the stochastic inherent of the load and the renewable generation in these systems the power balancing and control arises to be a challenging issue in this field. This article presents simple and effective concept for dual signal smart power management of autonomous power systems and microgrids¹.

¹ Considered here as in the CIGRÉ C6.22 Working Group microgrid definition.

2. CLASSICAL POWER CONTROL CONCEPTS

The classical concept of the automatic power control in the large electrical power systems is momentarily to adjust the generated power output in order to respond to the load changes [1, 2, 3]. Assuming that the reactive power balance is also met:

$$\sum_{i=1}^n P_{G,i} = \sum_{i=1}^m P_{L,i} + \sum \Delta P_{loss} \quad (1)$$

where $P_{G,i}$ is the active power generated from the i^{th} generator, $i = 1, \dots, n$; $P_{L,i}$ is the active power consumed from the i^{th} load, $i = 1, \dots, m$; $\sum \Delta P_{loss}$ are the aggregated losses in the transfer elements.

This concept is applicable in large electrical power systems where the most significant part of the power is generated in bulk rotating machine power generators equipped with primary, secondary and tertiary control. The concept assumes that the generators are the only one who have to be controlled in order to maintain stable operation of the system i.e. the load has to be “served” by the generation, thus the power control objective is typically referred to “automatic generation control”. Taking into account that the power generated by the synchronous generators directly correlates with the angular speed and the frequency the primary power control objective is also formulated as maintaining the reference frequency by adjusting the mechanical power provided by the turbine. The leading control signal is the frequency. Significant advantages of this concept are the security of the leading signal and the simple reliable and robust control.

3. DUAL LEADING SIGNAL CONCEPT DEFINITION

Unlike the case of bulk power systems the microgrids and the small autonomous power systems typically include small photovoltaic, wind and other micro generators which usually are not classical rotating machines and most often are also not capable to provide scheduled active power support in order to maintain equilibrium with the load. Thus when the microgrid is connected to a large power system the small generators in the microgrid are not capable to influence significantly the large power system’s frequency. The frequency variations are dictated mainly by the large synchronous generators in the bulk power stations. For this reason the frequency does not seem to be an adequate and leading signal for local power management within the microgrid. Another important characteristic of the microgrids is the fact that in case of low voltage networks the $\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial \delta}$ terms of the power flow variations (2) which directly

correlate with the frequency are significantly smaller in value than the $\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial \mathbf{U}}$ terms.

Thus the nodal voltages can be distinguished as more adequate leading signal for local power management within the microgrid.

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{P} \\ \Delta \mathbf{Q} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial \delta} & \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial \mathbf{U}} \\ \frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial \delta} & \frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial \mathbf{U}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{J}} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \mathbf{U} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where $\Delta \mathbf{P}$ is the incremental change in nodal real power,
 $\Delta \mathbf{Q}$ - incremental change in nodal reactive power,
 $\Delta \mathbf{U}$ - incremental change in nodal voltage magnitude,
 $\Delta \delta$ incremental change in nodal voltage angle,
 \mathbf{J} - Jacobian matrix.

Moreover the most autonomous systems and microgrids include power storage devices which can absorb or emit power depending on the momentary need. Such typical applications are the batteries with a bidirectional inverter- charger. This technology is well proven, reliable and promising especially if applied in the future electric mobile devices. In this regard from analytical point of view the storage devices are considered to be loads or generators depending on the system state.

In this concept the active power control is considered as a shared and mutual responsibility of all of the microgrid players (loads, distributed generators and storage units). A regulation of the dispatchable low priority resistive loads is applied in order to support the maintenance of the active power balance [4]. For this purpose the loads are divided in flexible, non-flexible, and partially flexible. Thus:

$$\sum_{i=1}^n P_{G,i} = \sum_{i=1}^f P_{flexible\ L,i} + \sum_{i=1}^g P_{partially\ flexible\ L,i} + \sum_{i=1}^h P_{non-flexible\ L,i} \pm \sum_{i=1}^m P_{S,i} + \sum \Delta P_{loss}, \quad (3)$$

where $P_{G,i}$ is the active power generated from the i^{th} generator, $i = 1, \dots, n$; $P_{flexible\ L,i}$ is the active power consumed from the i^{th} flexible load, $i = 1, \dots, f$; $P_{partially\ flexible\ L,i}$ - active power consumed from the i^{th} partially flexible load, $i = 1, \dots, g$; $P_{non-flexible\ L,i}$ - active power consumed from the i^{th} non-flexible load, $i = 1, \dots, h$; $P_{S,i}$ - active power consumed or emitted from the i^{th} storage device, $i = 1, \dots, m$.

The power balance fulfillment in equation (3) requires simple, reliable and cost effective leading control signal for all of the network players.

Some previous developments propose different types of bidirectional external link communication protocols and solutions for power control from a central point. Although this option seems to have a good potential and applicability in the tertiary level power control the practice has shown that it is still not enough fast, reliable and secure to be used as a primary leading signal.

All of the microgrid players have to be able to respond the current network conditions in autonomous and distributed way only using local information. In order to avoid the external communication channel the leading control signal is coupled with the electrical parameters of the power system at the point of common coupling.

The players should be able to provide a proper “local” power management within the microgrid boundaries but at the same time these should also act adequately and re-

sponsibly according to the needs of the bulk power system (i.e. to provide a support to the “global” power management). For this reason the following **dual leading signal concept is proposed in this paper:**

- A voltage droop control is used for internal (“local”) active power management within the microgrid.
- A frequency droop control is used to provide an external (“global”) power management control signal.

4. INTERNAL POWER MANAGEMENT

Due to the significant $\frac{\partial P}{\partial U}$ sensitivity of the low and middle voltage networks the informative control signal for the active power balance in the microgrid can be the voltage at the point of common coupling. This concept assumes that the active power flows in the network are mainly controlled by the voltages and vice versa.

The **flexible load power** is controlled using positive voltage droop (Fig.1):

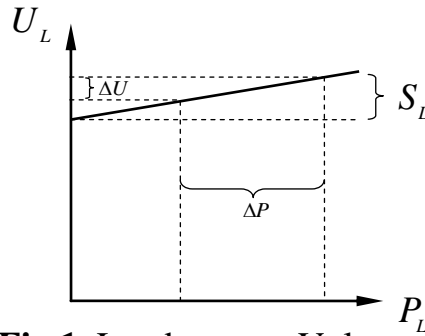


Fig.1. Load power- Voltage droop

$$S_L = \frac{\Delta U_{L,p.u.}}{\Delta P_{L,p.u.}}, \quad (4)$$

where $\Delta U_{L,p.u.}$ is per unit change in voltage, $\Delta P_{L,p.u.}$ - per unit change in load power.

The **distributed generated power** is controlled via negative voltage droop (Fig.2):

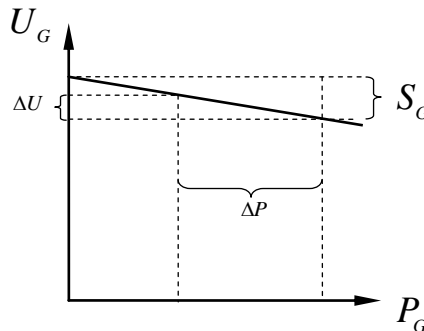


Fig.2. Generated power- Voltage droop

$$S_G = -\frac{\Delta U_{G,p.u.}}{\Delta P_{G,p.u.}}, \quad (5)$$

where $\Delta U_{G,p.u.}$ is per unit change in voltage, $\Delta P_{G,p.u.}$ - per unit change in generated power.

The **storage devices power** injection is controlled using negative voltage droop. The power consumed in charging mode is controlled via positive voltage droop (Fig.3).

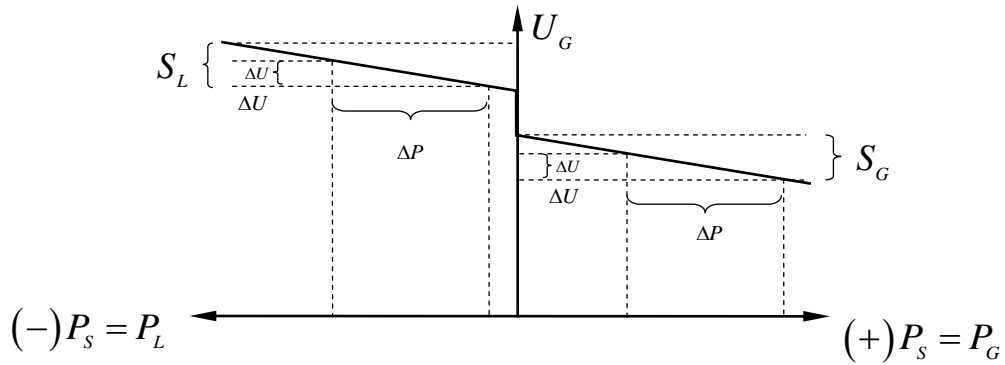


Fig.3. Storage power- Voltage droop

$$S_S = (\pm) \frac{\Delta U_{S,p.u.}}{\Delta P_{S,p.u.}}, \quad (6)$$

where $\Delta U_{S,p.u.}$ is per unit change in voltage, $\Delta P_{S,p.u.}$ - per unit change in storage device power.

A dead band DB_S (Fig.4) between the charging and power emitting mode is used in order to avoid a storage device operation when the power equilibrium is possible only using the interaction between load and generation. The typical value for this dead band between both modes should be wide enough to allow a power balance between the load and the generation if possible (Fig.4).

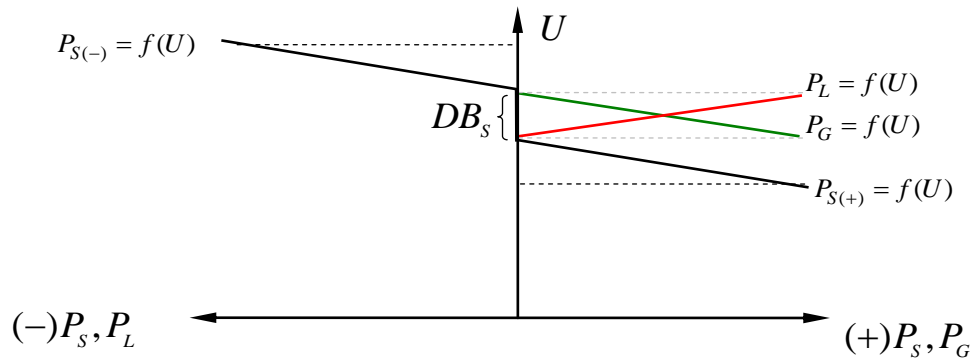


Fig.4. Generated, Load and Storage power- Voltage droop

5. EXTERNAL POWER MANAGEMENT

When being able to do so the microgrid should support the bulk power system. For this reason if the local power control objectives are fulfilled a frequency droop control is applied as a separate distributed lower priority control loop in order to improve the interaction between the microgrid and the bulk power system. The load and the generation frequency droop principles are similar with the one of the voltage droop. Thus from bulk power system perspective the microgrid behaves as a frequency controlled partially flexible load or variable generator.

6. CONCLUSIONS

A promising **dual leading signal concept for microgrid and autonomous power systems active power management** is proposed. The concept is both locally and externally adaptive and responsibly oriented. Due to its simplicity and robustness the concept has good potential for wide application in the future microgrids.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторът изказва своята благодарност към Министерството на образованието и науката на Република България и Европейската комисия за подкрепата в рамките на проекта DERri GA No 228449 по FP7 <http://www.der-ri.net>, съфинансиран от МОН по договор № ДКОФ7РП02/4-03 на НИС при ТУ– София. Авторът е единствено отговорни за съдържанието на тази публикация. Европейската комисия не е отговорна за никое приложение, което може да е направено въз основа на данните, показани в нея.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors thank the Bulgarian Ministry of Education and Research and European Commission for the support from the FP7 project DERri, GA No 228449 (<http://www.der-ri.net>) co-financed from Bulgarian Ministry of Education and Research, Contract No ДКОФ7РП02/4. The authors are solely responsible for the content of this publication, it does not represent the opinion of the European Community and the European Community is not responsible for any use that might be made of data appearing therein.

REFERENCES

- [1] Нанчев, С., С. Георгиев, Основи на автоматизацията в електроенергийните системи, Техника 1992.
- [2] B. Kirby, J. Dyer, C. Martinez, Dr. Rahmat A. Shoureshi, R. Guttromson, J. Dagle, Frequency Control Concerns In The North American Electric Power System, December 2002, December 2002, ORNL Consortium for Electric Reliability Technology Solutions
- [3] Stanev R., “An electronic smart load controller for microgrids and autonomous power systems” Fifth Scientific Conference of EF 2013, 02.09.-05.09.2013, Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 63, Issue 6 (2013), pp. 263-271
- [4] Stanev R., “A primary power control of small hydro power plants in autonomous, micro and minigrids”, XVIIIth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA 2014, 29 – 31 May, 2014, Bourgas, Bulgaria

Author: Rad Stanev, Associate professor PhD, Electrical Power Engineering Department, Technical University of Sofia, E-mail adress: rstanev@tu-sofia.bg

Received: 15 December 2015

Reviewer: Assist. Prof. D. Todorov

МОДЕЛИРАНЕ НА МИКРОМРЕЖИ И АВТОНОМНИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЙНИ СИСТЕМИ С АКУМУЛИРАЩИ УСТРОЙСТВА

Рад Станев, Анастасия Кръстева, Методи Георгиев, Мартин Райков,
Михаил Анчев, Христо Анчев

Резюме: Тази статия представя математични модели за симулационен анализ на микромрежи и автономни електроенергийни системи (ЕЕС) с акумулиращи устройства. Особено внимание е отделено на моделирането на акумулаторните батерии за съхранение на електрическа енергия. Представена е верификация и оценка на точността чрез сравнение на резултати от моделните симулации със записи на режимните параметри от реален обект.

Ключови думи: автономни електроенергийни системи, микромрежи, устройства за съхранение на електрическа енергия, акумулаторни батерии

MODELING OF MICROGRIDS AND AUTONOMOUS POWER SYSTEMS WITH STORAGE DEVICES

Rad Stanev, Anastasia Krusteva, Metody Georgiev, Martin Raykov,
Michail Anchev, Hristo Antchev

Abstract: This article presents mathematical models of the elements of microgrids and autonomous power systems with storage devices. A special attention is payed to the energy storage devices' modeling. A verification and accuracy analysis using comparison between model simulations and state parameters measurements of existing is presented.

Keywords: autonomous electrical power systems, microgrids, energy storage devices

1. ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години е налице тенденция на навлизане на децентрализирани източници за производство и съхранение на електрическа енергия в ЕЕС. Увеличава се броят и мощностите на автономните, островни и хибридни системи, където възобновяемите източници са основен източник на електроенергия. Променливият и стохастичен характер на производството и потреблението в такива системи налага съхраняването на част от енергията. В процеса на експлоатация автономните системи и микромрежите се намират в различни режими, обусловени от техните параметри, които следва да бъдат изследвани. Целта на настоящия доклад е да се изследват математични модели на акумулиращите елементи в микромрежи и автономни ЕЕС, които да позволят анализа на пове-

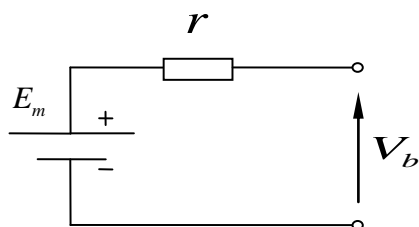
дението им при бавни преходни процеси, както и възникващите взаимовъздействия с останалите елементи в системата.

2. МОДЕЛЕН ПОДХОД

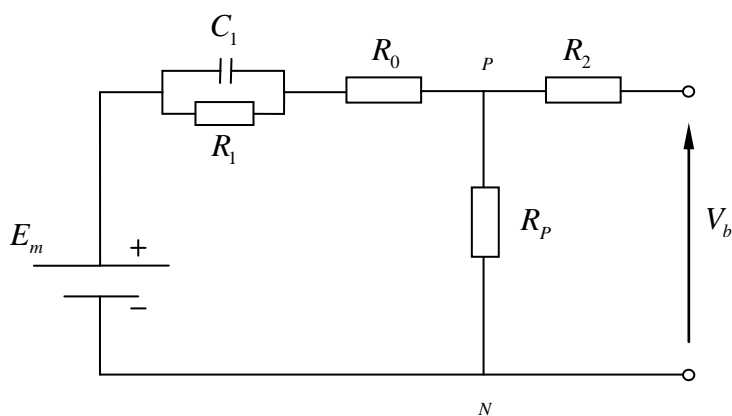
За анализа на най-бавните преходни процеси в многомерни микромрежи и автономни ЕЕС е приложен структурен квазидинамичен подход с обобщени модели на единични типови елементи [1,2]. Ползваните модели са опростени и същевременно отразяват достатъчно точно свързаността между елементите и взаимодействията им. Описанието на фотоволтаичните генератори е осъществено чрез модифициране на моделът от [3] до вида от [4]. Полупроводниковите преобразуватели - мрежови инвертори, автономни инвертори и зарядни регулатори са симулирани посредством моделните описания, представени в [2] при отчитане на ограниченията, породени от режимните параметри в системата и ограниченията в останалите единични елементи. Пасивната част на системата се описва посредством моделите представени в [2].

3. МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА АКУМУЛИРАЩ ЕЛЕМЕНТ

Представени са два модела – опростен и усъвършенстван. Опростеният модел [5] се състои от идеален източник на напрежение E_m , представляващ електродвижещото напрежение на батерията и свързано последователно съпротивление r , представляващо вътрешното съпротивление – фиг.1. V_b е напрежението на изводите на батерията.



Фиг.1. Еквивалентна заместваща схема на батерия - опростен модел



Фиг.2. Еквивалентна заместваща схема на батерия - усъвършенстван модел

Този модел е прост и може да се използва за груби, ориентировъчни изчисления. Описва се с уравнението:

$$V_b = E_m \pm r \cdot I \quad (1)$$

Усъвършенстваният модел на батерия [6,7] отразява основните динамични изменения, възникващи в батерията и същевременно не изисква голямо изчислително време, което го прави приложим в анализа на бавните преходни процеси. Еквивалентна му заместваща схема е показана на фиг.2. Схемата се състои от динамично променящ се източник на напрежение (E_m), променливи съпротивления, отчитащи вътрешното съпротивление, съпротивление, възникващо при по-

вишено напрежение, както и идеален кондензатор, представящ капацитета на батерията. Характерна особеност на заместващата схема е, че не отчита саморазряда на батерията, тъй като в съвременните технологии той е пренебрежимо малък при режим близък до цикличния, в който най-често работят автономните и хибридни микро електроенергийни системи [6,7].

Друга характеристика на тази схема е добавянето на паралелен клон ($P-N$). Този клон отчита загубите, които възникват при заряд на батерията, например поради частична електролиза на водата и непълна рекомбинация. Неговото действие се отчита само при заряд на батерията. Съпротивлението на паралелния клон R_p е функция на тока (I_p), който е функция на напрежението на клона V_{PN} , отразявайки по този начин нелинейното поведение на целия клон. Други моделни параметри са:

- Ниво на заряд и дълбочина на заряда

При усъвършенствания модел на акумулаторна батерия за номинален капацитет може да се използва капацитета $C(0, \theta)$, а за действителния капацитет - $C(I_{avg}, \theta)$. Следователно за нивото на заряда SOC и дълбочината на разряда DOC се получава:

$$SOC = 1 - Q_e / C(0, \theta) \quad (3); \quad DOC = 1 - Q_e / C(I_{avg}, \theta), \quad (2)$$

където $Q_e(t) = \int_0^t I(\sigma) d\sigma$ е зарядът, изразходен от батерията; $C(0, \theta)$ - номинален капацитет на батерията; $C(I_{avg}, \theta)$ - действителният капацитет на батерията при определен разряден ток.

- Електродвижещо напрежение

Електродвижещото напрежение на батерията (E_m) е разликата между потенциалите на двата електрода. Когато батерията се зарежда или разрежда, плътността на електролита се променя, следователно електродвижещото напрежение се променя в зависимост от промяната на нивото на заряд. Връзката между двете е право пропорционална – с повишаване на нивото на заряд се увеличава и електродвижещото напрежение. То може да бъде представено с уравнението:

$$E_m = E_{m0} - K_E (273 + \theta)(1 - SOC), \quad (3)$$

където E_{m0} , K_E - константи за батерията; θ - температура на клетката на батерията.

- Вътрешно съпротивление на батерията

Съпротивленията, представени на фиг.2, могат да бъдат пресметнати чрез следните уравнения:

$$R_0 = R_{00} [1 + A_0 (1 - SOC)] \quad (4); \quad R_1 = -R_{10} \ln(DOC) \quad (5); \quad R_2 = R_{20} \frac{e^{[A_{21}(1-SOC)]}}{1 + \exp(A_{22} I_m / I^*)}, \quad (6)$$

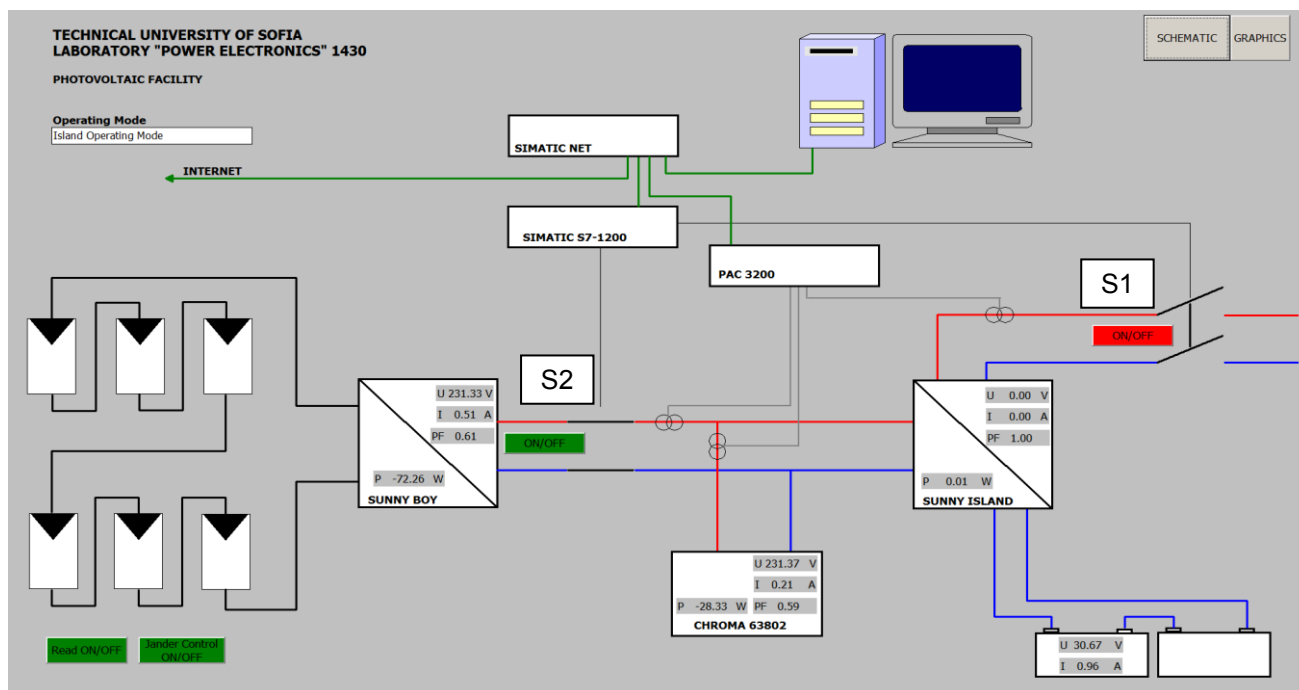
където A_0 , A_{21} и A_{22} са константи за всяка батерия, а R_{00} , R_{10} и R_{20} са параметри, свързани със състоянието на здравето SOH [4]. При този модел съпротивлението R_{20} може да се приеме за равно на нула, когато батерията се разрежда.

6. РЕАЛИЗАЦИЯ

Представените модели са реализирани програмно в средата на Matlab като модул, интегриран към програмата STATUS [2] за статичен и квазидинамичен анализ на електроенергийни системи. Благодарение на приложеният обектно ориентиран подход, моделът може да бъде ползван и от други приложения.

7. ИЗСЛЕДВАНА СИСТЕМА

За верификация и оценка на адекватността на моделите е изследвана хибридна система в лаборатория Силова Електроника на ТУ-София, свързана към електрическата мрежа ниско напрежение (фиг.3).



Фиг.3. Общ вид и принципна схема на изследваната тестова система

Системата се състои от фотоволтаичен генератор с 6 броя фотоволтаични модули Sharp NT175, мрежови инвертор SMA Sunny Boy 1200, автономен инвертор-заряден регулатор SMA Sunny Island 2224, 2 броя оловно киселини акуму-

латорни батерии CSB GPL121000 (12V, 100Ah), управляем променливотоков товар Chroma AC 63802, система за мониторинг, свързана към интернет, SCADA система и PLC контролер за управление на параметрите и превключвателите S1 и S2.

8. ИЗСЛЕДВАНИ РЕЖИМИ

За да бъде анализирана приложимостта и валидността на представените математически модели са проведени експериментални и моделни изследвания в различни режими на работа на системата. В настоящата работа накратко ще бъдат представени част от резултатите, отнасящи се до два характерни режима- на заряд и разряд. Сходни резултати са получени и при останалите режими.

- Режим на разряд, с активен товар $P=800W$ при $\cos\varphi=1$

В начално състояние батерията е напълно заредена, след като преди експеримента автономният инвертор- заряден регулатор Sunny Island е работил достатъчно дълго, свързан към външната мрежа (S1- включен) в режим на заряд и последващ продължителен подзаряд.

Състоянията на елементите по време на експеримента са както следва: Превключвател външна мрежа S1- изключен; Превключвател вътрешна мрежа S2- изключен; Sunny Boy- изключен; Sunny Island- включен; Акумулаторни батерии- включени; Товар Chroma AC 63802- включен, $P=800W$; фактор на мощността на товара $\cos\varphi=1$.

Продължителността на експеримента е до спиране на работата на Sunny Island в автономен инверторен режим поради разреждане на батериите до максималния допустим експлоатационен разряд.

- Режим на заряд в три фази: 1- с ограничен заряден ток; 2- с ограничено зарядно напрежение; 3- режим на подзаряд.

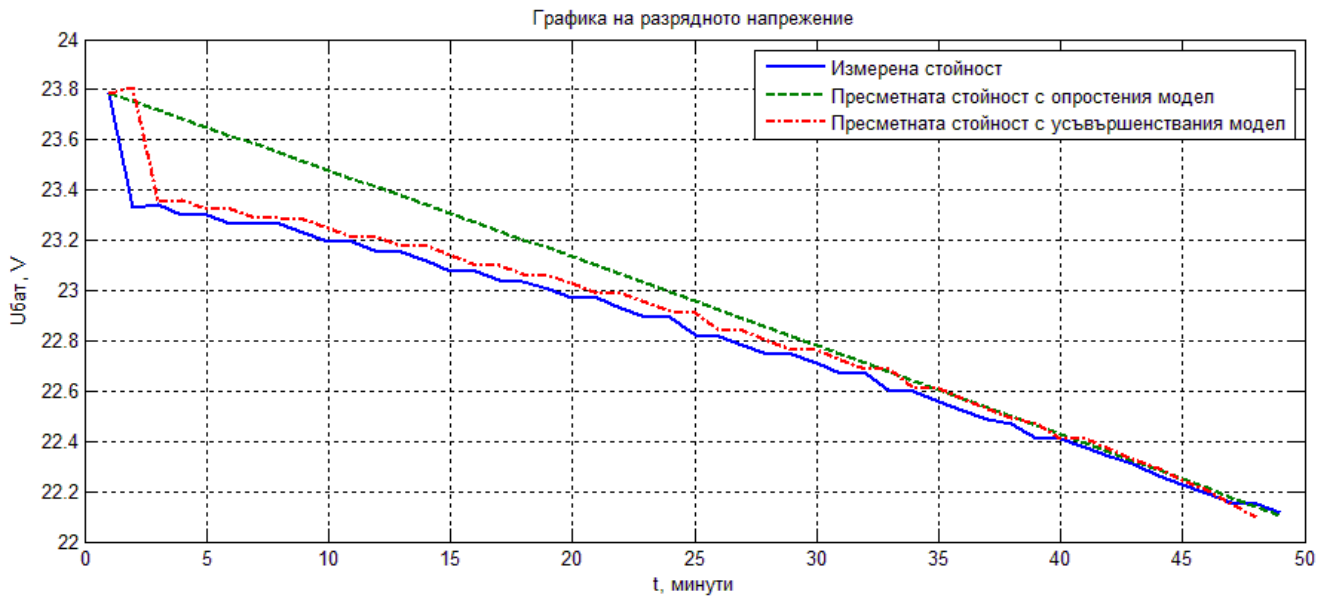
В начално състояние батерията е разрежена, след като Sunny Island е работил достатъчно дълго в режим на разряд.

Състоянията на елементите по време на експеримента са както следва: Превключвател външна мрежа S1- включен; Превключвател вътрешна мрежа Sunny Boy S2- изключен; Sunny Boy- изключен; Sunny Island- включен; Акумулаторни батерии- включени; Товар Chroma AC 63802- изключен.

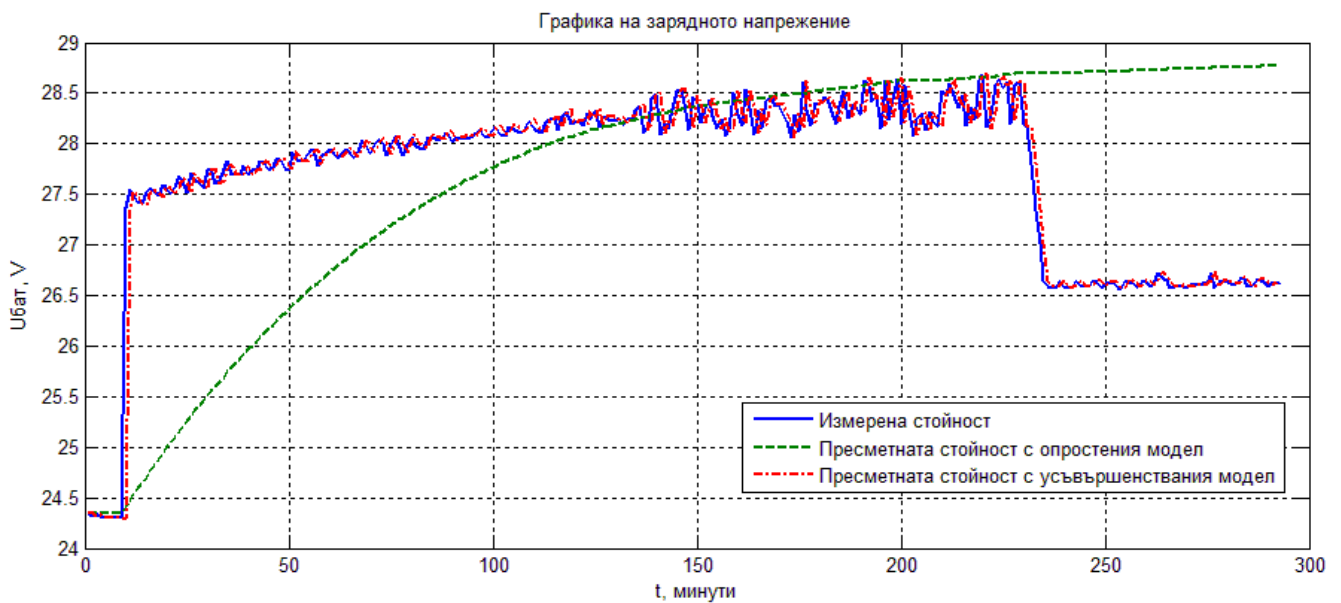
Продължителността на експеримента е до пълно зареждане на батериите.

9. РЕЗУЛТАТИ

Разгледаните характерни режими на разряд и заряд на акумулаторните батерии са изследвани симулационно с помощта на програмата *STATUS*. Фиг.4 представя измереното действително разрядно напрежение, както и разрядните напрежения, получени аналитично чрез опростения и усъвършенствания модел на акумулаторна батерия. Аналогично фиг.5 представя сравнение между измерените и изчислените от симулацията стойности за зарядното напрежение. Поради несъвършенства на регулаторите на елементите на системата се наблюдават флукутации в разрядното и зарядното напрежение, породени от измененията в тока от или към батерията.



Фиг.4. Графика на разрядните напрежения



Фиг.5. Графика на зарядните напрежения

Както е видно от графиките при усъвършенствания модел е налице добро съвпадение между аналитично изчислените и практически измерените параметри, както в режим на заряд, така и в режим на разряд.

Противно на него опростения модел има задоволителна за груби изчисления точност при разряд и твърде ниска точност в режим на заряд.

В табл.1 са синтезирани резултатите от направения анализ на грешките. Показани са отклоненията (грешките) на двата модела спрямо действителните измерени стойности. Получените резултати показват добра адекватност и приемлива точност на усъвършенствания модел.

Таблица 1
Грешки на моделите

		Модел 1 (опростен)	Модел 2 (усъвършенстван)
Разряд	Максимална абсолютна грешка, V	0,4214	0,4749
	Максимална относителна грешка, %	1,8061	2,0357
	Относителна интегрална грешка, %	0,6134	0,1983
Заряд	Максимална абсолютна грешка, V	3,0757	0,2646
	Максимална относителна грешка, %	11,1641	0,9257
	Относителна интегрална грешка, %	0,1125	0,0132

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представени са математични модели на елементи за симулационно изследване на микромрежи и автономни ЕЕС с акумулаторни батерии, които са реализирани в програмата *STATUS*. Акцент в настоящата работа представлява направения анализ на точността на моделите за симулация на акумулаторни батерии посредством сравнително симулационно и физическо моделиране на система с оловно киселинни акумулаторни батерии. Получените резултати показват добра адекватност за представения усъвършенстван модел. Този модел може успешно да се използва при анализа на установените режими, бавните динамични процеси в разпределителните мрежи, както и за анализа на стратегии за енергийно управление на хибридни и автономни микро-мрежи. От резултатите и вида на графиките е видно, че получените отклонения до голяма степен имат детерминистичен характер и при необходимост моделът има потенциал за постигане на още по-висока точност чрез модифициране и по-прецизно определяне на моделните параметри за конкретния обект на изследване.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторите изказват своята благодарност към Министерството на образованието и науката на Република България и Европейската комисия за подкрепата в рамките на проекта DERri GA No 228449 по FP7 <http://www.der-ri.net>, съфинансиран от МОН по договор № ДКОФ7РП02/4-03 на НИС при ТУ– София. Авторите са единствено отговорни за съдържанието на тази публикация. Тя не представя мнението на Европейската комисия и Европейската комисия не е отговорна за никое приложение, което може да е направено от данните показани в нея.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors thank the Bulgarian Ministry of Education and Research and European Commission for the support from the FP7 project DERri, GA No 228449 (<http://www.der-ri.net>) co-financed from Bulgarian Ministry of Education and Research, Contract No ДКОФ7РП02/4. The authors are solely responsible for the content of this publication, it does not represent the opinion of the European Community and the European Community is not responsible for any use that might be made of data appearing therein.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Stanev R., A. Krusteva, C. Tornelli, C. Sandroni, *A quasi-dynamic approach for slow dynamics time domain analysis of electrical networks with distributed energy resources*, Fifth Scientific Conference of EF 2013, 02.09.-05.09.2013, Proceedings of the Technical University of Sofia, Volume 63, Issue 6 (2013), pp. 273-281, ISSN 1311-0829
- [2] T. Strasser, E. Rikos, P. Moutis, P. Kotsampopoulos, C. Tornelli, A. Villa, R. Chiumeo, F. Belloni, A. Guagliardi, C. Sandroni, A. Krusteva, R. Stanev, F. Andren, P. Jonke, F. Lehfuss, *Parameter Identification and Validation Procedure for DER Component Models - Part B: Procedures D3.3.2*, DERri FP7 Deliverable, 01.2013
- [3] Helmut Eckstein, *Detailed Modeling of Photovoltaic System Components*, University of Wisconsin - Madison, 1990.
- [4] Станев Р., М. Райков, Л. Кръстев, Л. Костова, И. Чаталбашев, *Математическо моделиране на фотоволтаичен генератор за нуждите на анализа на установени режими в разпределителни електрически мрежи*, III Научна конференция ЕФ 2011, Том 1, 2011г.
- [5] Guo, S., *The Application of Genetic Algorithms to Parameter Estimation in Lead-Acid Battery Equivalent Circuit Models*, University of Birmingham, May 2010
- [6] Al-Qasem, O., *Modeling and Simulation of Lead-Acid Storage Batteries within Photovoltaic Power Systems*, PhD Thesis An-Najah National University, 2012
- [7] Станев Р., М. Райков, *Математическо моделиране на акумулаторни батерии за нуждите на квазидинамичния анализ на хибридни микро ЕЕС*, V научна конференция ЕФ 2013, 02.09-05.09.2013, Созопол, България, стр. 281-288, ISSN 1311-0829

Автори: Рад Станев, доцент д-р инж., катедра „Електроенергетика“, Електротехнически Факултет, Технически Университет-София, E-mail adress: rstanev@tu-sofia.bg, Анастасия Кръстева, доцент д-р инж., катедра „Силова електроника“, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет-София, E-mail adress: krusteva@tu-sofia.bg, Методи Георгиев, доцент д-р инж., катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София; Мартин Райков маг. инж., катедра „Електроенергетика“, Електротехнически Факултет, Технически Университет-София; Михаил Анчев, професор д-р инж., катедра „Силова електроника“, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет-София, инж. Христо Анчев – асистент д-р, катедра „Силова електроника“, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет-София,

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент проф. д-р инж. Владимир Лазаров

ПОДХОД ЗА ОЦЕНКА НА ВЛИЯНИЕТО НА ЗАРЯДНИ УСТРОЙСТВА ЗА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ ВЪРХУ РАЗПРЕДЕЛИТЕЛНИТЕ МРЕЖИ

Рад Станев, Методи Георгиев, Анастасия Кръстева

Резюме: Тази статия представя бърз и изчислително ефективен аналитичен подход за оценка на влиянието на зарядните устройства за електромобили (ЕМ) върху разпределителните мрежи посредством квази-динамични симулации на процесите за продължителен период от време. Въз основа на променливите във времето електрически параметри на зарядните устройства на електромобилите, товарите и разпределените производствени мощности за всеки възел е получено изменението на параметрите на мрежата във времето. Изследван и представен е набор от типични товарни графици на режими на зареждане на електромобили. Представена е софтуерна реализация и представителен тестов пример на 24 часов анализ в областта на времето за разпределителна мрежа ниско напрежение с присъединени зарядни устройства за електромобили. Въз основа на представения подход са разграничени основните проблеми в мрежата, които възникват поради зареждането на електромобилите.

Ключови думи: заряд на електромобили, разпределителни мрежи, интелигентно управление на заряда на електромобили, интелигентно управление на електрическите мрежи, управление на устройствата за съхранение на електрическа енергия, устойчивост на електроенергийните системи, товарни профили на заряд на електромобили

AN APPROACH FOR ESTIMATION OF THE IMPACT OF ELECTRIC VEHICLE CHARGING DEVICES ON DISTRIBUTION NETWORKS

Rad Stanev, Metody Georgiev, Anastasia Krusteva

Abstract: This article presents a fast and computationally efficient analytical approach for estimation of the impact of electrical vehicle (EV) charging devices on the distribution networks using quasi-dynamic long-term simulations. Based on the time varying electrical parameters of the EV charging devices, loads and local distributed generation in each node the time variation of the grid parameters is obtained. A set of typical load profiles of EV charging modes is studied and presented. A software realization and a representative test case of 24h time domain analysis of low voltage distribution network with EV charging devices is presented to illustrate the methodology. Based on the approach presented the main problematic grid issues arising due to the EV charging are distinguished.

Keywords: electric vehicle charging, distribution networks, smart EV charging, smart grid management, storage control, power system stability, EV charging load profiles

1. INTRODUCTION

The electric vehicle (EV) charging devices promise to be one of the most significant challenges for the contemporary microgrids and distribution networks [1,2]. The European Commission urges the member states to increase their EV share and charging stations infrastructure [5]. The EV chargers represent significant loads for the low voltage distribution networks due to the ability of these devices to influence substantially the network parameters. Since the distribution networks are not originally intended for such kind of loads a special attention and analysis of both network parameters and charging processes has to be performed in order to guarantee proper interoperability of these devices within the network. Considering the fact that the electrical networks are already built and the upgrades are difficult, time consuming and expensive a new charging control strategies have to be defined smart and grid oriented in order to allow adequate penetration of the electrical vehicle charging devices in the network.

When properly done the electrical vehicle storage is not necessarily problematic. If the EV storage device is unidirectional, (i.e. it can only consume power) the charging process can be used as a dispatchable load, which gives a potential for load profile improvement. Moreover if the EV storage device is bidirectional (i.e. is able to consume power in charger mode and emit power in inverter mode) it can be used for power balancing and many other grid support services.

The main purpose of this article is to present an approach for estimation of the impact of electric mobility charging devices on the distribution networks using long-term quasi-dynamic simulation analysis.

2. METHODOLOGY

Different power system analysis techniques are currently available. The classical power flow analysis offers very fast and accurate computation of the network state parameters even for multi node power system. However, it is limited to only one operational state and since the EV charging process proceeds in a specific manner over the time this simple and computationally efficient approach cannot give a deep insight.

On the other side, the conventional time domain simulations using differential equations are complicated and very time consuming for multi nodes power systems especially when analyses of slow dynamic processes with duration from tens of hours to days are performed.

In this work, a “quasi-dynamic” simulation approach using modified nonlinear algebraic equations is proposed for slow dynamics time domain analysis of the EV charging devices operation in the network. Its applicability has been already proved [3] and well accepted for long- term analysis of networks with distributed energy resources. The approach uses a concept of division of the variables in “fast” and “slow”, with very different time constants, under the assumption that fast transients settling time is shorter than the time step used for the slow variables simulation.

Focusing on the slow variables, the evolution of the grid parameters over the time is simulated as a sequence of steady state snapshots. Then for each snapshot, a static grid model is used for studying the power system behavior in response to slow varia-

tion of loads, generations and other input settings. The “quasi-dynamic” type of simulations is characterized by time constants of tens of seconds to hours. Since the processes and the variables are very slow, the typical simulation time steps are within the same range.

The “quasi-dynamic” analysis is best suited for time domain simulations with duration from several minutes to several weeks [3]. These types of simulations are useful for interoperability analysis between the EV charging devices and the other network players and components. Moreover it is also useful for analyses of the power system behavior due to slow variations, studies on power and energy management, active and reactive power balancing, demand side management, voltage control strategies, determination of the proximity to operating limits, power system stability etc. The main variables of interest for the quasi-dynamic analysis of the electrical power system are the node and branch variables: voltage magnitude, voltage phase, active and reactive

power. The state of each node in each individual snapshot is given by the state equations:

$$P_k = \sum_{m \in k} V_k V_m (G_{km} \cos \theta_{km} + B_{km} \sin \theta_{km}) \quad (1)$$

$$Q_k = \sum_{m \in k} V_k V_m (G_{km} \sin \theta_{km} - B_{km} \cos \theta_{km}) \quad (2)$$

Where P_k is the active power at node (bus) k;

Q_k - Reactive power at node k;

V_k - Voltage magnitude at node k;

V_m - Voltage magnitude at node m,

$\dot{Y}_{km} = G_{km} + jB_{km}$ -Element k, m from the bus admittance matrix;

θ_k - Voltage angle at node k;

θ_m - Voltage angle at node m,

and $\theta_{km} = \theta_k - \theta_m$.

A basic algorithm is shown on Fig.1 in order to illustrate the approach [3]. After loading the system data, a solution for the initial snapshot is made. If the iteration process is not convergent, a rollback to the last solution is performed after which a recalculation

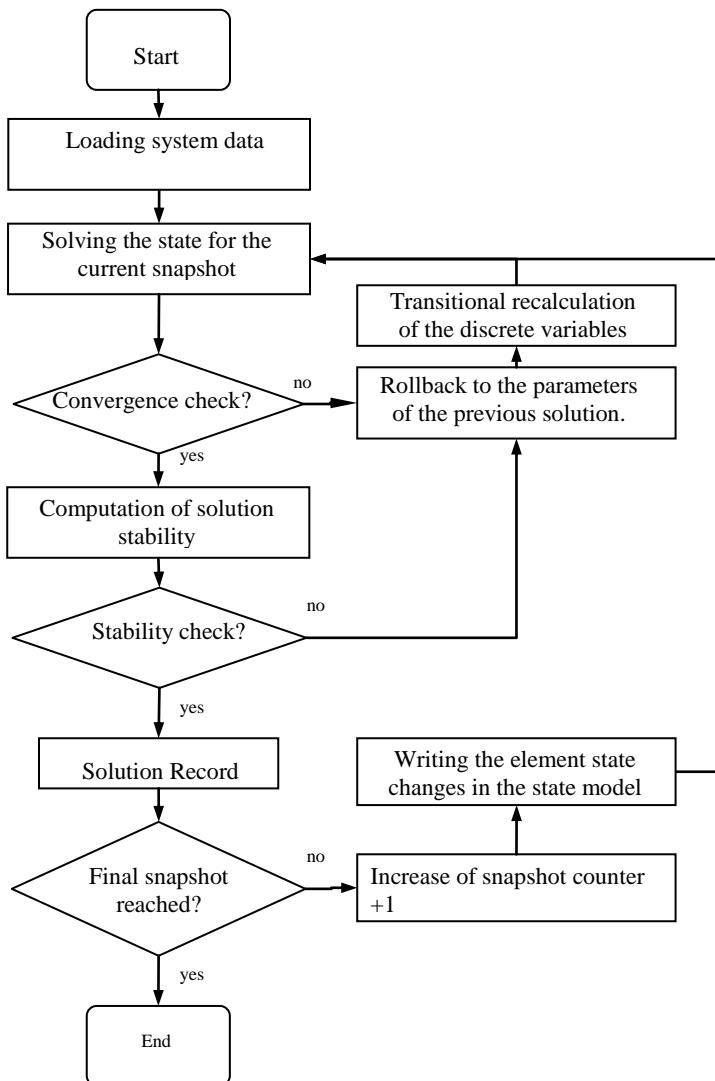


Fig.1. Basic block diagram of algorithm for quasi- dynamic analysis.

of the variables is made. In case of convergent iteration process, the stability of the obtained solution is checked. If the solution is stable the state parameters are recorded and a calculation for the next snapshot is made.

The iteration methods for solving the state of each snapshot do not always guarantee reaching of stable solution. For this reason a module of the program for power system analysis called *STATUS* is developed in order to overcome this problem.

The module for transitional recalculation uses some special computation techniques with improved convergence and improved solution stability.

In case of non-convergent iteration process, a rollback to the parameters of the last stable solution is done and the technics described in [3] are performed. At each step, the solution received is recorded and used for obtaining a predictor for the following solution.

3. COMPONENTS MODELING

Each individual EV charging device in each network node is modeled using its load profile. The loads and the distributed generators are similarly represented.

When EV storage interaction is studied, each device is represented via the node vectors of the active and reactive power over the time. In case of smart grid management power flow control the charging devices node variables are set as dependent on network parameters at the point of common coupling. If bidirectional EV charger-inverters are present the active and reactive power consumption and generation is defined.

An analysis of the charging parameters of the best-sold EV's is made.

Based on this a set of the most commonly used typical load profiles is extracted and presented in this work. The load profiles presented are constrained and dependent from the battery initial state of charge (SOC), battery capacity, battery maximum acceptable current, battery resistance, battery temperature, charger maximum acceptable power etc.

In order to estimate the impact of the electrical vehicles on the grid four typical charging modes as defined in IEC 62196 and IEC 61851 are considered.

Fig. 2 presents load profiles of 3,6kW Mode 1 and a 6,6kW Mode 2 charging process of EV with 16 kWh batteries, starting from 15% initial state of charge (SOC).

Fig.3 presents load profiles of 3,6kW Mode 1, 6,6kW Mode 2, 22kW Mode 3 and fast DC charging Mode 4 of EV with 24 kWh batteries, starting from 40% initial state of charge (SOC).

Fig.4 presents load profiles of fast charging Mode 4 of EV with 60 kWh and 85 kWh batteries, starting from 10% initial state of charge (SOC).

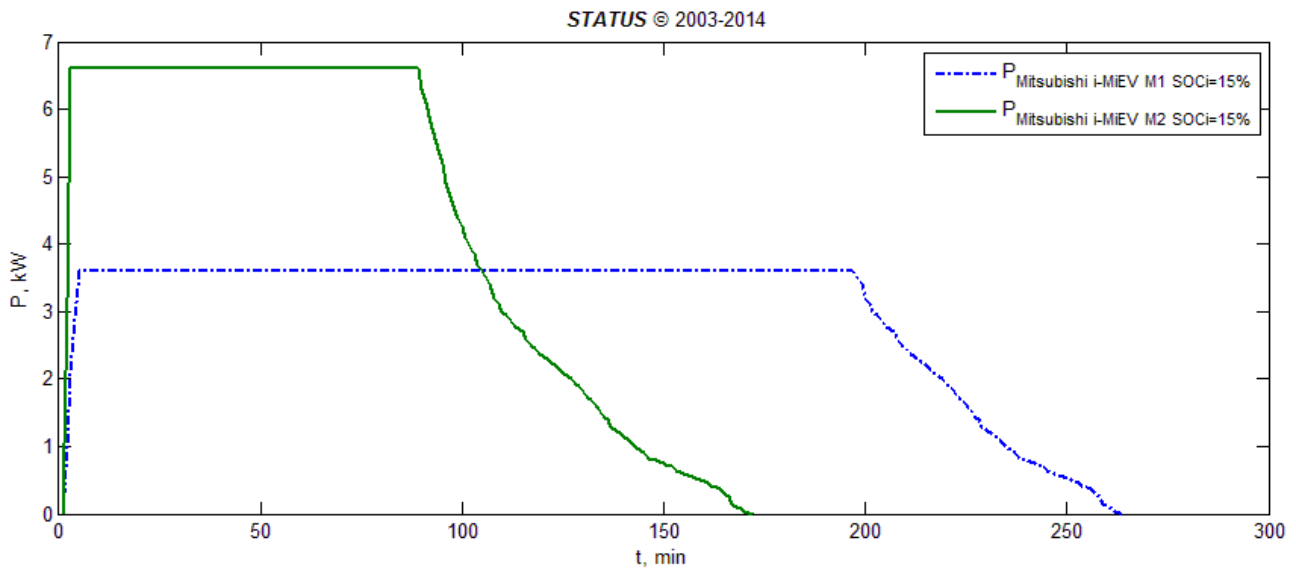


Fig.2. Load profiles of 3,6kW Mode 1 and a 6,6kW Mode 2 charging.

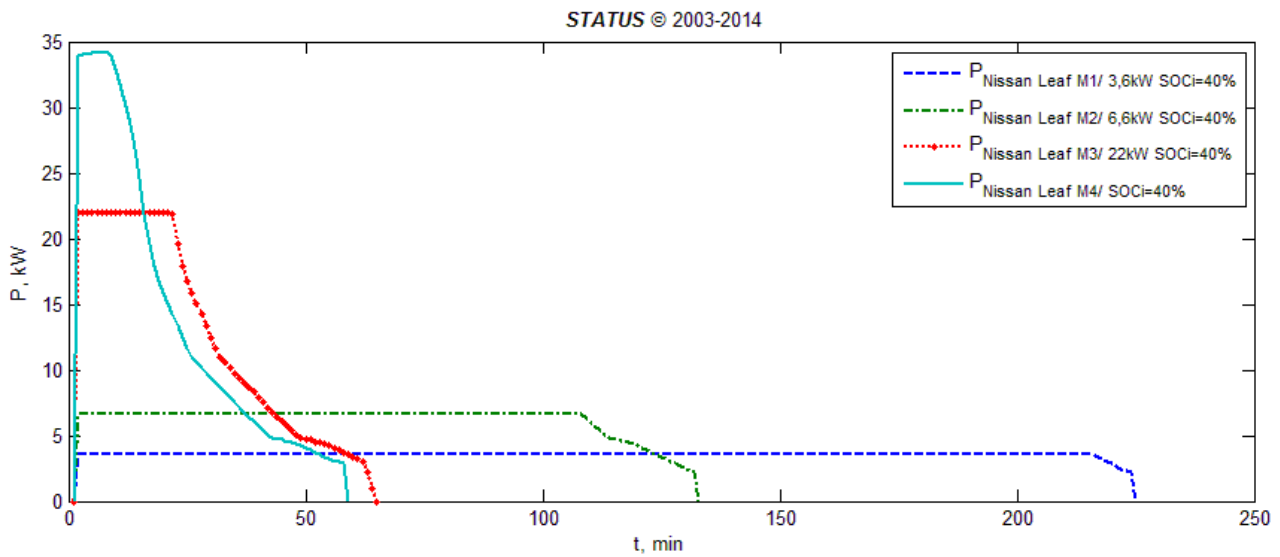


Fig.3. Load profiles of 3,6kW Mode 1, 6,6kW Mode 2, 22kW Mode 3 and fast charging Mode 4.

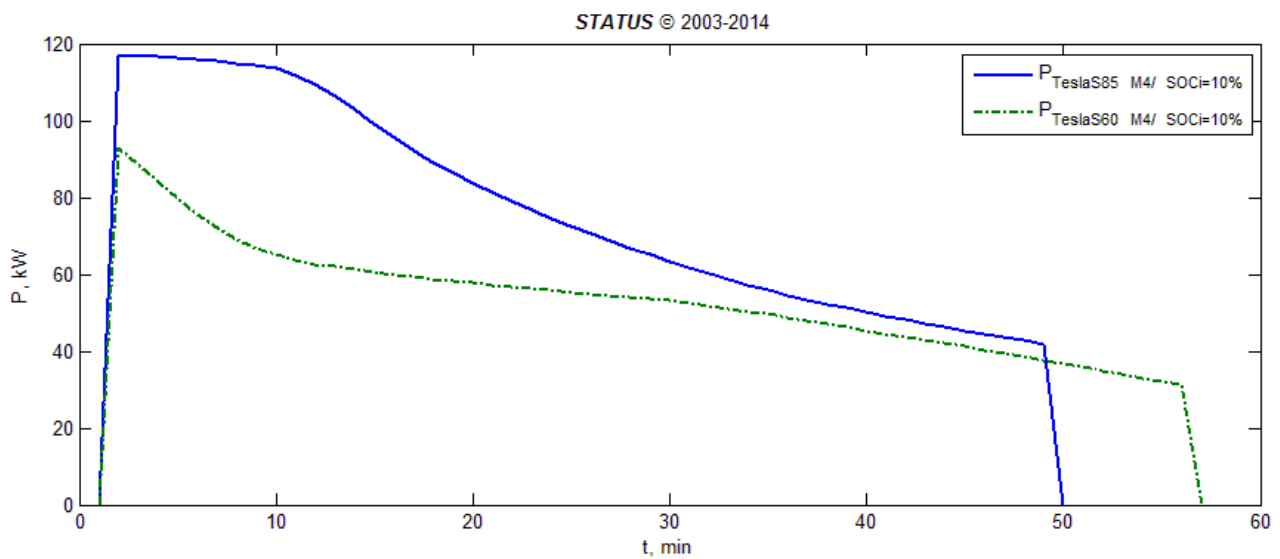


Fig.4. Load profiles of Mode 4 fast charging of EV with 60 kWh and 85 kWh batteries

4. TEST CASE

A representative simulation test case of existing 0,4 kV, 21 bus distribution network of a village near Sofia, Bulgaria is presented (Fig.5) [4].

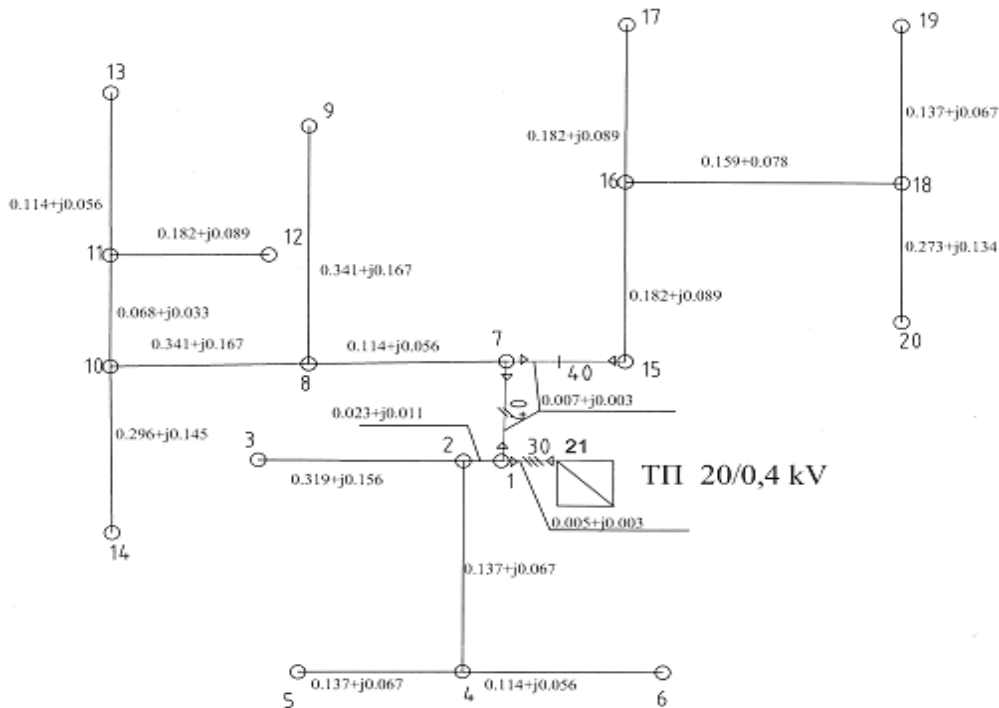


Fig.5. One-line scheme of the tested system

The network (Fig.5) has uniformly distributed, symmetric, predominantly active load. The minimal and the maximal system loads without EV charging are $P_{min}=33,2$ kW and $P_{max}=110,8$ kW respectively. Two inverter tied photovoltaic generators are interconnected at bus 10 and at bus 18. The photovoltaic generator G1 with nominal power $PG1=30$ kW is connected at bus 10. The photovoltaic generator G2 with nominal power $PG2=50$ kW is connected at bus 18.

A presence of 10 electrical vehicles totaling 7% of the vehicles in the village is assumed. The average daily run per vehicle is 64 km achieved using 13,2 kWh. A probabilistic distribution of the EV charger placement, starting moment of the charging and the initial SOC is applied similarly to the purpose in [3 and 4]. It is supposed that the most EV users will start the charging after returning home after work which occurs most probably at 18:30h.

The case study represents a quasi-dynamic simulation over a typical 24 h period. The simulation time stamp is 1 minute. Based on the network data and the load, generation and charging profile data for each individual node the system parameters over the time are computed. In order to obtain specific and clear results the interaction of the protection devices is prohibited.

The following scenarios are studied:

- 1) *Scenario 1* Base case scenario of network operation without EV charging. The load is supplied from the transformer station and local PV generation;
- 2) *Scenario 2* Multiple EV applying charging Modes 1, 2, 3 and 4;
- 3) *Scenario 3* Multiple EV applying charging Mode 1 and 2.

Table 1 presents the EV charging load profile data in scenario 2 and 3 giving the load profile pattern, initial moment of charging start t_i , min and the charging device inter-connection node *Bus №* .

Table 1
EV charging load profile description

Scenario 2			Scenario 3	
Bus №	t_i , min	Charging device load pattern	t_i , min	
12	1144	Mitsubishi i-Mi, Mode1, SOCi=15% 3,6kW	1144	Mitsubishi i-Mi, Mode1, SOCi=15% 3,6kW
14	1112	Mitsubishi i-MiEV, Mode2, SOCi=15% 6,6kW	1112	Mitsubishi i-Mi, Mode2, SOCi=15% 6,6kW
13	1045	Mitsubishi i-Mi, Mode1, SOCi=15% 3,6kW	1045	Mitsubishi i-Mi, Mode1, SOCi=15% 3,6kW
17	821	Mitsubishi i-Mi, Mode2, SOCi=15% 6,6kW	821	Mitsubishi i-Mi, Mode2, SOCi=15% 6,6kW
4	1087	Nissan Leaf Mode1, SOCi=40%, 3,6 kW	1087	Nissan Leaf Mode1, SOCi=40%, 3,6 kW
20	1020	Nissan Leaf Mode2, SOCi=40%, 6,6 kW	1020	Nissan Leaf Mode2, SOCi=40%, 6,6 kW
18	1121	Nissan Leaf Mode3, SOCi=40%, 22 kW	1121	Nissan Leaf Mode3, SOCi=40%, 22 kW
10	230	Nissan Leaf Mode4, SOCi=40%, fast charge	230	Nissan Leaf Mode4, SOCi=40%, fast charge
16	972	Tesla S 60, SOCi=10%, Mode fast charge	972	Mitsubishi i-Mi, Mode2, SOCi=15% 6,6kW
8	1097	Tesla S 85, SOCi=10%, Mode fast charge	1097	Mitsubishi i-Mi, Mode2, SOCi=15% 6,6kW

Fig.6 presents the aggregated domestic load, PV generation and EV load.

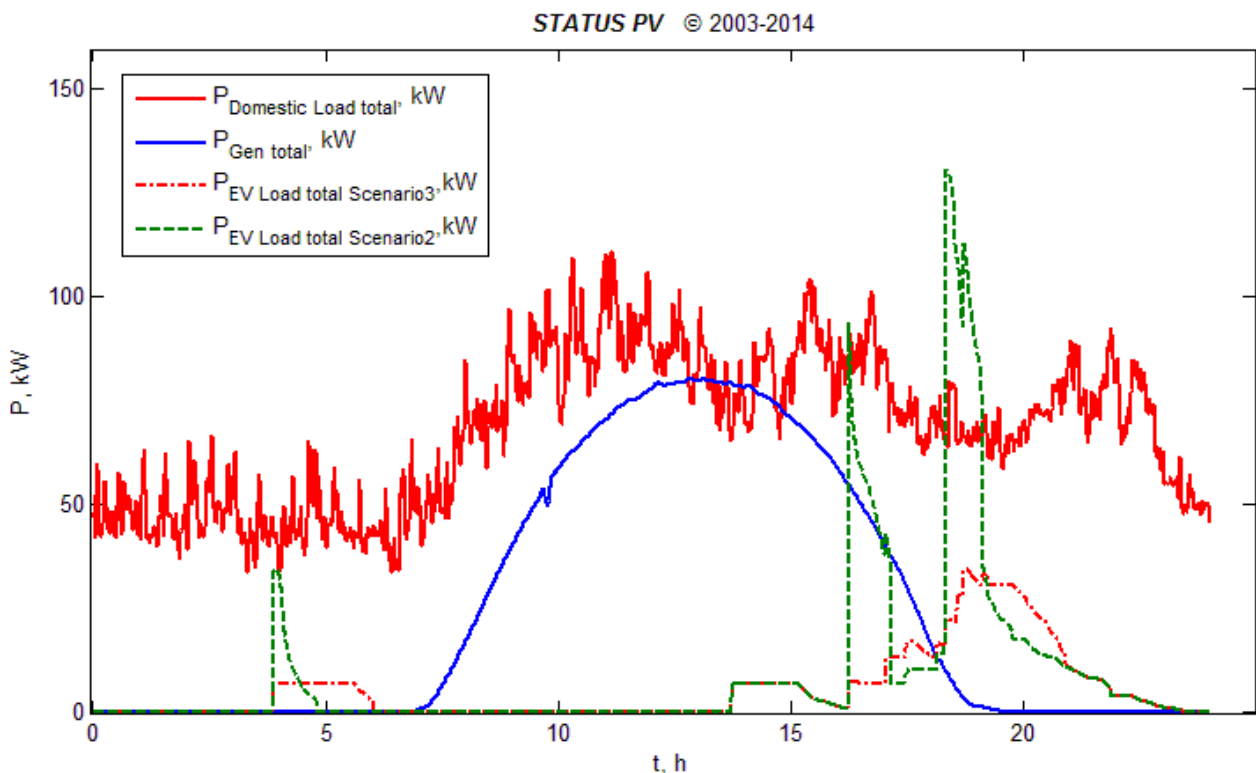


Fig.6. Aggregated load and PV generation profile without EV charging.

5. RESULTS

The following results for the test case simulation scenarios are obtained:

1) *Scenario 1* Fig.7 presents the voltage variation in each bus over the time when EV charging is not present. The active power injection of the PV generators causes

significant voltage rise during the midday generation maximum. With transformer tap setting of $V=1.00$ p.u. the maximum voltage reaches 428 V and the voltage variation band is 72V correspondingly (Fig.7). Due to the presence of distributed generation close to the load the electrical distance between the sources and the consumers remains small which finally results in admissible power and energy losses (Fig.10). The energy losses in this case are 42,25 kWh.

2) *Scenario 2* Fig. 8 presents the voltage variation in each bus over the time when Mode 1, Mode 2, Mode 3 and Mode 4 EV charging is applied. The EV charging devices cause significant and unacceptable voltage deviations and power line overloading- especially during the Mode 4 fast charging processes (Fig.8). The maximum voltage remains 428 V and the minimum voltage value reaches 310 V. The voltage variation band is 118V. The line overloading during the fast charging modes results in significantly increased power and energy losses in this scenario (Fig.10). The energy losses in this case reach the remarkable value of 71,92 kWh.

3) *Scenario 3* The EV charging devices cause significant voltage deviations also when Mode 1 and Mode 2 charging is applied. Fig.9 presents the voltage variation in each bus over the time. The maximum voltage remains 428 V and the minimum voltage value reaches 335 V. The voltage variation band is 93V. The energy losses in this case are 56,90 kWh. Although the system state is not admissible it has to be however noticed that it is still less critical than in Scenario 2.

Table 2 summarizes the results obtained for each scenario.

Table 2

Simulation results summary

<i>Scenario</i>	U_{min}, V	U_{max}, V	$\Delta U, V$	$\Delta E, kWh$
1) Operation without EV charging	356	428	72	42,3
2) Mode 1,2,3 and 4 EV charging	310	428	118	71,92
3) Mode 1 and Mode 2 EV charging	335	428	93	56,90

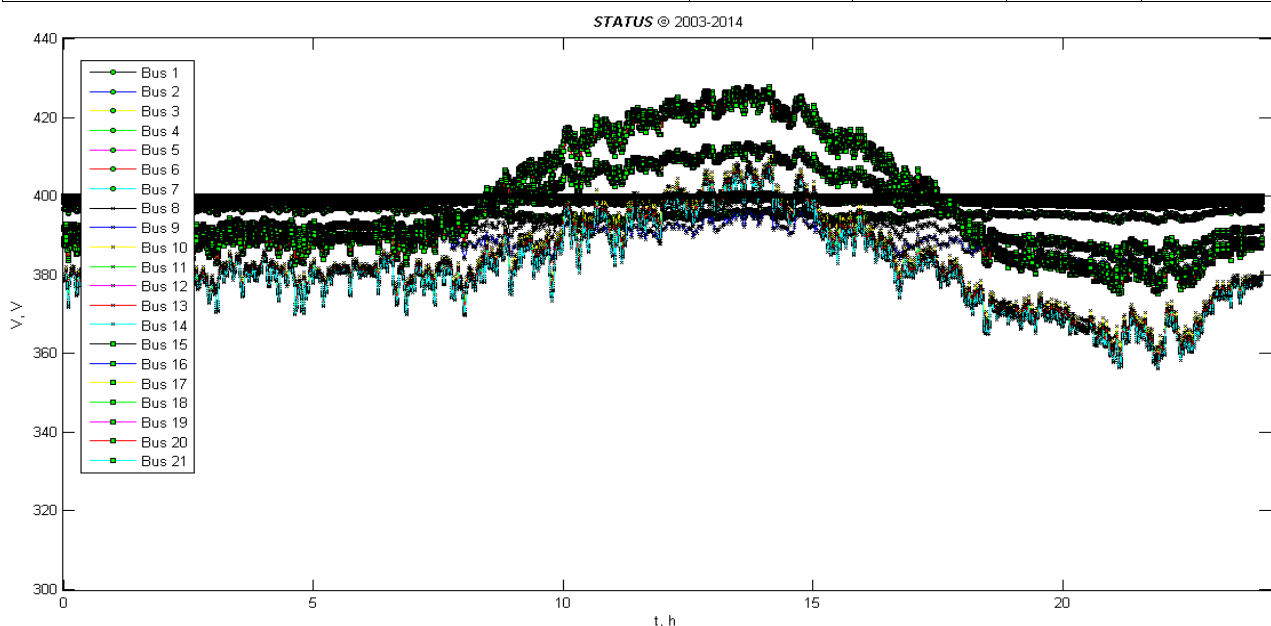


Fig.7. Voltage profile evolution without EV charging (Scenario 1).

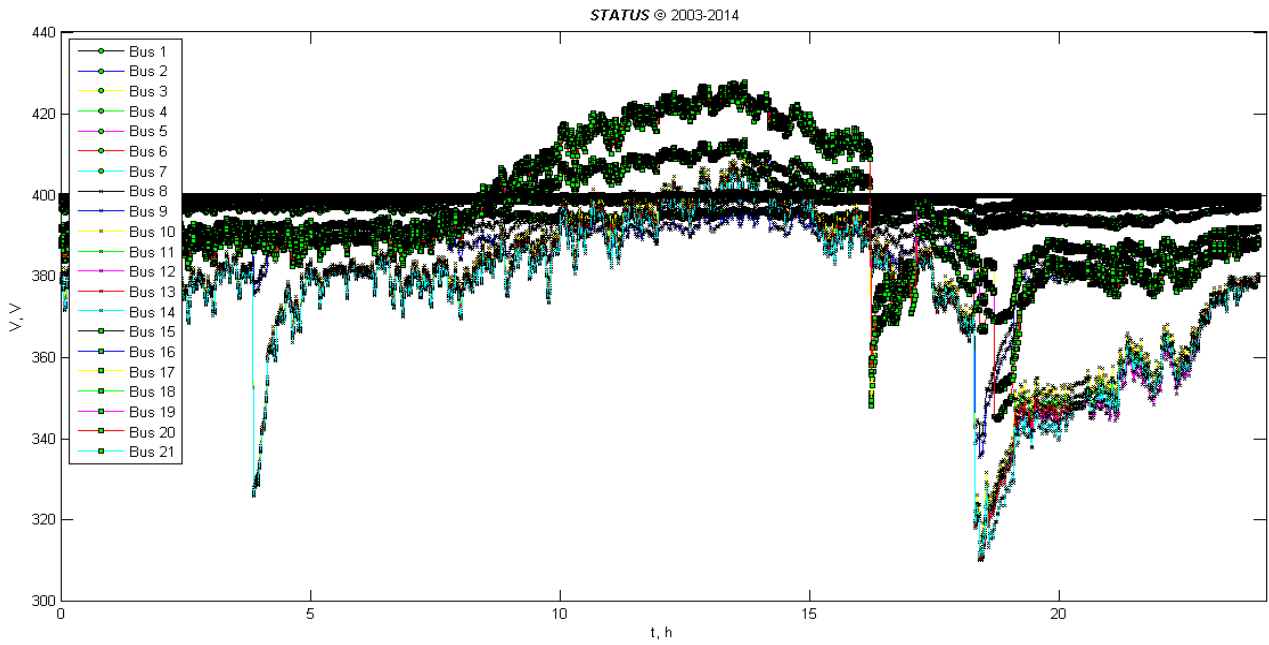


Fig.8. Voltage profile evolution with Mode 1, 2, 3 and 4 EV charging (Scenario 2).

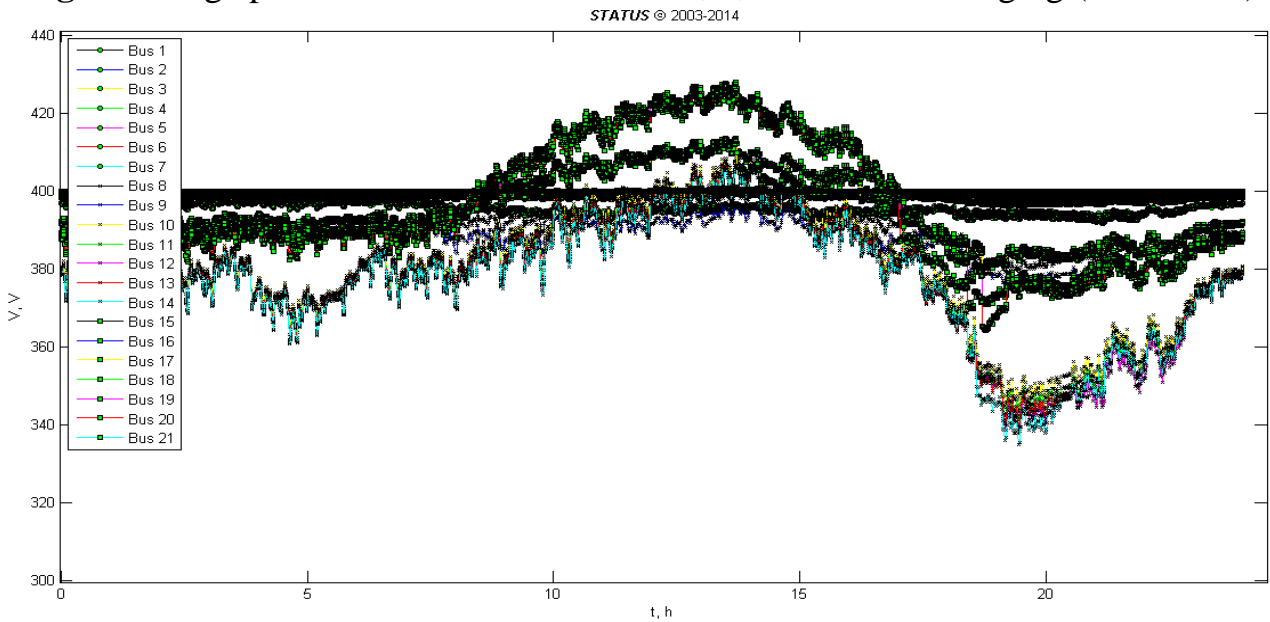


Fig.9. Voltage profile evolution with Mode 1 and Mode 2 EV charging (Scenario 3).

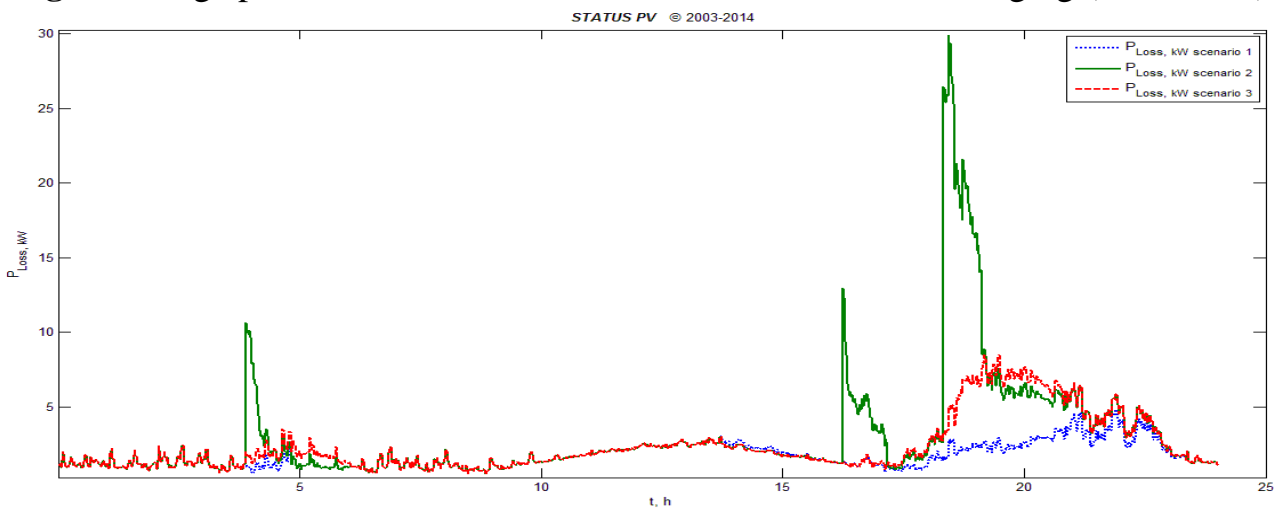


Fig.10. Aggregated power losses evolution during Scenario 1, 2 and 3.

4. CONCLUSIONS

A promising and computationally efficient approach for dynamic analysis of distribution network with EV charging and DER is presented. The approach is adequate for the majority of the power system studies like control algorithms testing, EV and DER hosting capacity evaluation, EV interoperability testing, grid stability analysis and smart grid power management testing. The results of the test dynamic simulations obtained show that, the EV charging is a significant issue, which has to be studied. New properly selected smart grid control concepts have to be defined and analyzed in order to allow stable and reliable network operation with EV charging.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторите изказват своята благодарност към Министерството на образованието и науката на Република България и Европейската комисия за подкрепата в рамките на проекта DERri GA No 228449 по FP7 <http://www.der-ri.net>, съфинансиран от МОН по договор № ДКОФ7РП02/4-03 на НИС при ТУ– София.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors thank the Bulgarian Ministry of Education and Research and European Commission for the support from the FP7 project DERri, GA No 228449 www.der-ri.net co-financed from Bulgarian Ministry of Education and Research, Contract No ДКОФ7РП02/4.

REFERENCES

- [1] Yijia Cao, Shengwei Tang, Canbing Li, Peng Zhang, Yi Tan, Zhikun Zhang, et al, *An optimized EV charging model considering TOU price and SOC curve*, IEEE Transactions on smart grid, Vol. 3, NO. 1, p. 388- 393, March 2012
- [2] P. Papadopoulos, “Integration of electric vehicles into distribution Networks,” Ph.D. dissertation, Cardiff University, 2012
- [3] Stanev R., A. Krusteva, C. Tornelli, C. Sandroni, *A quasi-dynamic approach for slow dynamics time domain analysis of electrical networks with distributed energy resources*, Fifth Scientific Conference of EF 2013, 02.09.-05.09.2013, Proceedings of the TU- Sofia, V 63, Issue 6 (2013), pp. 273-281, ISSN 1311-0829
- [4] R. Stanev, “*Voltage control strategies for distribution networks with distributed energy resources*” Fifth Scientific Conference of EF 2013, 02.09.-05.09.2013, Proceedings of the TU- Sofia, V 63, Issue 6 (2013), pp. 263-271
- [5] Concepts, Capacities and Methods for Testing EV systems and their interoperability within smart grids FP7 EU project 2013-2016 www.cotevos.eu

Autors: Rad Stanev, Associate professor PhD, Electrical Power Engineering Department, Technical University of Sofia, E-mail adress: rstanev@tu-sofia.bg; Anastassia Krusteva, Associate professor PhD, Power Electronics Department, Technical University of Sofia; Metody Georgiev, Associate professor PhD, Faculty of Automation, Technical University of Sofia

Received: 15 December 2015

Reviewer: Associate professor PhD N. Matanov

ИЗПОЛЗВАНЕ НА НАТРИЕВИ ЛАМПИ НИСКО НАЛЯГАНЕ И ПЛАЗМЕНИ ИЗТОЧНИЦИ НА СВЕТЛИНА В ОСВЕТИТЕЛНИТЕ УРЕДБИ

Захари Иванов

Резюме: Извършен е сравнителен анализ на областите за използване на натриеви лампи ниско налягане и плазмени източници на светлина в осветителните уредби. Направени са многовариантни светлотехнически изчисления за конкретна улична осветителна уредба с различни осветители. Осветителите са със следните светлинни източници: НЛНН, НЛВН, МХЛ, СД и КЛЛ. Предложени са изводи относно перспективите за използване на плазмените източници на светлина и натриевите лампи ниско налягане.

Ключови думи: натриеви лампи ниско налягане, плазмени източници на светлина, осветителни уредби

USE OF LOW PRESSURE SODIUM LAMPS AND LIGHT EMITTING PLASMA FOR LIGHTING SYSTEMS

Zahari Ivanov

Abstract: *Abstract: It's made a comparative analysis of the areas for the use of Low Pressure Sodium Lamps (LPSL) and Light Emitting Plasma (LEP) in lighting systems. There have been multivariate lighting calculations for a specific street lighting system with different types of lighting. Luminaires are the following light sources: LPSL, HPSL, MHL, LED's and CFLs. Are proposed conclusions on the prospects for the use of Light Emitting Plasma and Low Pressure Sodium Lamps.*

Keywords: *low pressure sodium lamps, plasma light sources, lighting systems*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Натриевите лампи ниско налягане (НЛНН) се отличават с най-висок светлинен добив – от 100 до 203 lm/W [2, 3]. Това е така, защото спектралната чувствителност на човешкото око $V(589\text{ nm})$ е доста висока (0.76). Излъчваната монохроматична светлина е с дължина на вълната 590 nm и е жълто оранжева. Яркостта на НЛНН е около 10000 cd/m^2 , а трайността им е около 10 000 h. Произвеждат се с мощност от 18 до 180 W и светлинни потоци $1800 \div 32\ 000\text{ lm}$.

Поради лошото цвето предаване те намират ограничено приложение: осветление на шосета, водни канали, ж.п. гари, открити производствени площадки, леярни цехове, прашни производствени помещения и др. Монохроматичната натриева

светлина е благоприятна за получаване на висока острота на зрението. Препоръчват се за входни изходни магистрали без пешеходно движение.

Поради това НЛНН се използват за осветление на помещения за качествен контрол на метални отливки и изделия, тъй като по повърхностите им трябва да се установят евентуални пукнатини, резки, шупли и др.

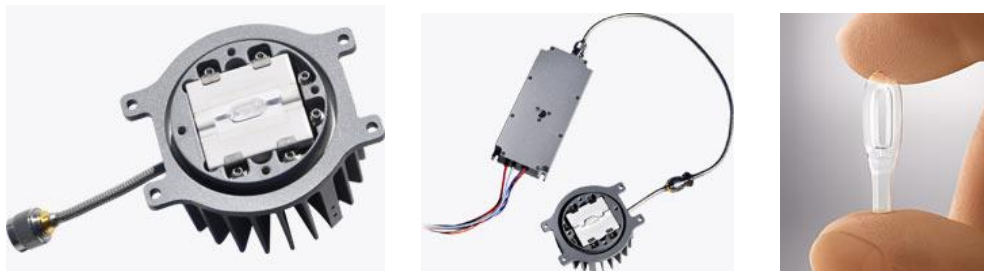
НЛНН не са много чувствителни от промяната на захранващото напрежение. При промяна на напрежението с $\pm 10\%$, мощността и светлинният поток се променят с $\pm 5\%$. За разлика от други видове лампи, светлинният добив на НЛНН намалява само 10% към края на живота им. В периода на разгаряне на НЛНН (10÷12 минути) червеното излъчване на натрия преминава в жълто. Ако лампата изгасне за момент, около 2 минути трае повторното разгаряне.

Плазмените светлинни източници (ПСИ) - Light Emitting Plasma (ПСИ) са едни от най-новите технологични разработки на светлинните източници. Те са безелектродни лампи като индукционните [4], но са с друг принцип на действие (фиг. 1) [1].

Плазмата (на гръцки: *πλάσμα* - пластичност) е цялостно или частично йонизиран газ с голяма относителна концентрация на йоните, еднаква или почти еднаква за положителните и отрицателните йони, чиято скорост на движение под действието на външно електрическо поле е по-малка от топлинната им скорост на движение.

Плазмата е най-разпространеното състояние на материята във вселената - среща се в йоносферата, в светкавиците, в звездните атмосфери, където температурата на най-горещите звезди достига до 60000 К. Изкуствено се създава при някои газови разряди, при електрическа дъга, електрическа искра и други.

Конструкцията на плазмените СИ се състои от няколко основни части (фиг. 1) **а)** емитер- кварцова лампа вградена в керамичен резонатор; **б)** радиочестотен драйвер - РЧ генератор и микроконтролер; **в)** РЧ гъвкав коаксиален кабел, свързващ емитера и драйвера. Понижаващото АС-DC захранващо устройство работи на 28V.

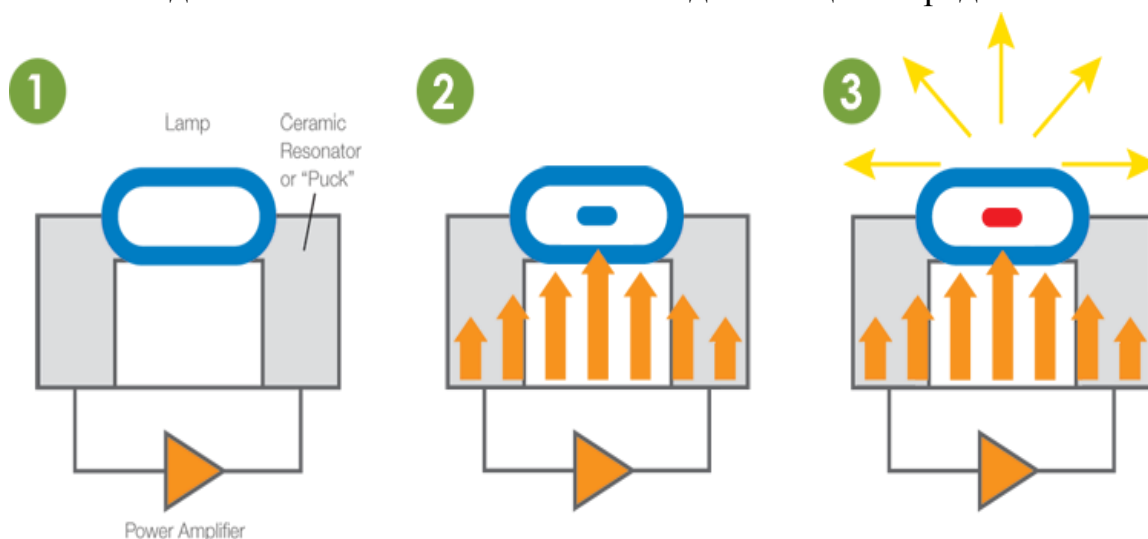


Фиг.1. Плазмен светлинен източник (ПСИ).

Радиочестотният сигнал се генерира и се усилва от РЧ драйвер, който е вграден в керамичен резонатор, осъществявайки връзката чрез коаксиален кабел с ниски загуби. Структурата на резонатора е направена така, че да се концентрира в РЧ област, доставяйки енергия на напълно затворената кварцова лампа, която е без електроди или без нажежаеми жички. Високо концентрираното електри-

ческо поле йонизира газовете и изпарява халогенидите в лампата, създавайки плазмено състояние в центъра. В резултат на това се получава силен източник на бяла светлина.

От вътрешната страна на гърба на лампата е използван дифузен високо рефлектиращ материал, който да отразява светлината в посока напред. Цветът на светлината съответства на химическия състав вътре в лампата. Съставът е такъв, че да се излъчва дневно бяла светлина с висок индекс на цвето предаване.



Фиг.2.

Технологията на ПСИ конструктивно не е сложна. Затварянето на плазмената дъга без използването на електроди или нажежаема спирала е с по-голяма надеждност и ефективност в сравнение с другите разрядни лампи. Затова те са стабилни източници на светлина и са с висока яркост.

На фиг. 2 [1] е показан процесът на действие на плазмения източник на светлина. Той се осъществява основно в следните три стъпки. 1) РЧ верига се създава от свързването на РЧ усилвател на мощност с керамичния резонатор, познат като „puck” (шайба). В центъра на „шайбата” е затворена кварцовата лампа, която съдържа металхалогенни газове; 2) „шайбата”, управлявана от усилвателя на мощност, създава стояща вълна, ограничена от стените ѝ. Електрическото поле е най-силно в центъра на лампата. Това предизвиква йонизация на газовете, в резултат на което е налице излъчване; 3) йонизираният газ се нагрява и изпарява металхалогенните материали. В резултат се формира мощна плазмена колона вътре в лампата. Тази плазмена колона е концентрирана в кварцовата обвивка и излъчва много ефективно светлина.

Принципното отличие на ПСИ от СД е в това, че светлодиодите използват в твърдо състояние устройство, непосредствено за генериране на светлина, докато лампите ПСИ използват устройства за генериране на микровълни, необходими за плазмен емитер. В основата на работните процеси ПСИ е принципа на микровълновата йонизация на газове. Като резултат, създадената плазма излъчва светлина. Едно от основните предимства на ПСИ пред СД е възможността да се увеличи светлинният поток без да намалява ефективността и без нарастване на размера. Основното предимство на ПСИ технологията е, че енергията се подава в колбата, без използване на електроди. Той е миниатюрен плазмен

източник на светлина, с изключително качество на цветовете и трайност 50 000 часа.

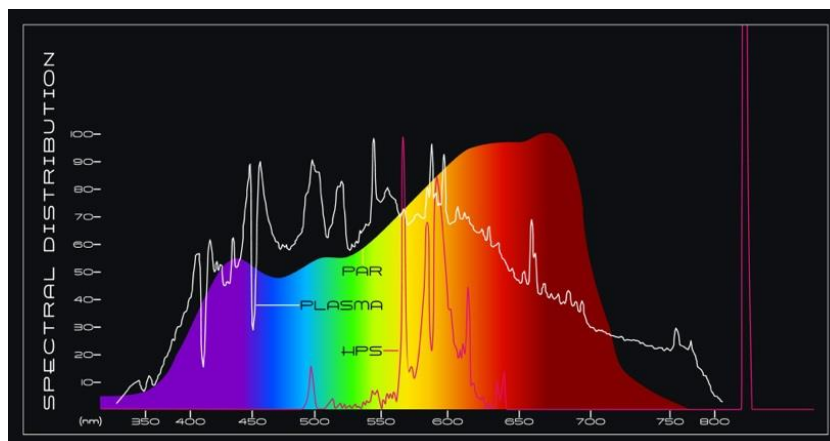
За да се удвои светлинният поток на СД, е необходимо да се удвои броя на СД, оптиката и драйвърите. Това може да се окаже проблем, защото термичното нагряване намалява ефективността на индивидуалните светодиоди. В същото време се увеличават разходите за компоненти и се прави компромис в надеждността на системата.

Плазмените източници, могат двойно да увеличат светлинния поток с уголемяване размера на колбата и използване на високо мощен усилвател, който незначително влияе на ефективността на системата.

Друг важен компонент е качеството на светлината и нейното разпределение. При ПСИ лампите това се постига чрез емитер, който е конструиран от малка безелектродна лампа, обвита от керамичния резонатор.

Кварцовата лампа играе ролята на точков източник, благодарение на нейния минимален размер (фиг. 1). По-малките източници, намаляват крайния размер на оптиката. Светлината от ПСИ източника е в посока напред, няма загуби от оптиката или неправилно разсейване на светлината. В повечето случаи ПСИ осветителите могат да постигнат КПД над 90% [1].

Плазмената дъга на ПСИ директно излъчва бяла светлина (виж фиг. 3) без да има нужда от допълнително преобразуване, както това се прави при СД или индукционните лампи. Естественият цвят на светлината, генерирана от ПСИ, значително увеличава видимостта и цвето предаването с $Ra \geq 95$ [1].



Фиг.3. Спектрално разпределение на плазмени светлинни източници (ПСИ)

Светлодобивът на ПСИ е 15-20% повече от този за РЛВН лампите, защото не се губи мощност в запалването или затоплянето на електродите. Лампите ПСИ могат да бъдат по-ефективни спрямо разрядните лампи (РЛВН), индукционните източници, поради своята насоченост на светлината и размера. Те са единствения високо интензивен светлинен източник, който може да бъде димиран почти постоянно на 20% от излъчената светлина с димери или от сензори за естествена дневна светлина. Димирането допълнително намалява разходите за енергия и действително удължава живота на плазмената лампа, извън предвидения и срок.

2. ПРИЛОЖЕНИЕ НА НАТРИЕВИ ЛАМПИ НИСКО НАЛЯГАНЕ ЗА ОСВЕТЛЕНИЕ НА ПЪТИЩА

Направени са светлотехнически изчисления за определена геометрия на улицата с програмата CalcuLux Road за различни видове осветители с различна мощност и разположение. Осветителите са със следните светлинни източници: натриеви лампи ниско налягане (НЛНН), натриеви лампи високо налягане (НЛВН), металхалогенни лампи (МХЛ), светодиоди (СД) и компактни луминесцентни лампи (КЛЛ) [3].

Уличната осветителна уредба (УОУ) е със следните геометрични и фотометрични данни: а) пътно платно – едно; б) ширина на пътя- 8,00 m; в) брой на лентите за движение - 2; г) тип на настилката – R3; д) q_0 - 0,070 е) височина на стълбовете -7 m; ж) разстояние между стълбовете - 20 m; з) отстояние на осветителя от тротоара - 0,5 m; е) наклон на рогатката- 0°.

В табл. 1 е направено сравнение на различните видове осветители с най-малка мощност, удовлетворяващи нормените изисквания при разположение на осветителите в средата на пътя.

Табл. 1

Сравнение на различните видове осветители с най-малка мощност, удовлетворяващи нормените изисквания.

Вид на лампата	Норм. показатели	Разположение на осветителите в средата на пътя				
		НЛНН	НЛВН	ЛЛ	МХЛ	СД
Р на лампата, W		26	50	40	45	33
Код на осветителя		1	13	28	32	42
Тип на осветителя		FGS 223	SGS 253 FG	SRS 201	SGP 060 FG	BGP 070FG
L_{cp} , (АГ/м ²)	≥0,50	0,52	0,52	0,60	0,58	0,66
U_0	≥0,35	0,57	0,45	0,52	0,36	0,47
U_1	≥0,40	0,84	0,86	0,78	0,70	0,69
TI, (%)	<15,0	7,2	4,1	9,6	4,3	5,7
SR	>0,50	0,56	0,62	0,56	0,54	0,55

3. ПРИЛОЖЕНИЕ НА ПЛАЗМЕНИ СВЕТЛИННИ ИЗТОЧНИЦИ

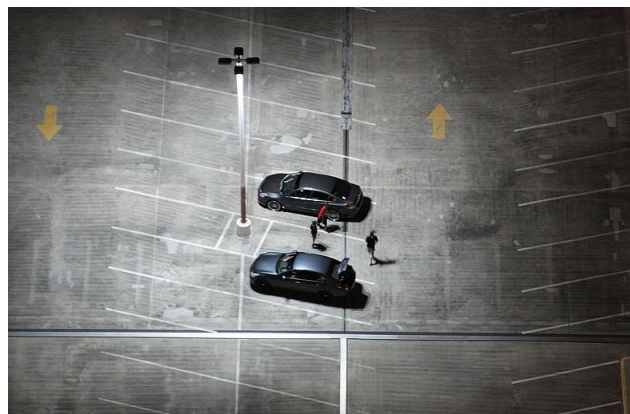
На българския пазар плазмените източници на светлина все още не са добре познати, но в света плазмените лампи се използват все повече. Те са намерили приложение в следните уредби:

1. Улично осветление с ПСИ (фиг.4).

2. Използване на ПСИ в районното осветление (паркинги, алеи, обществени места и други (фиг.5).

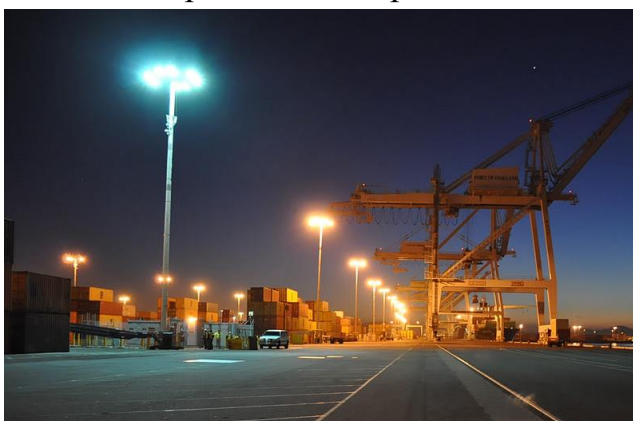


Фиг.4.



Фиг.5.

3. Високо мачтовото осветление е една от зоните, където ПСИ източниците доказват своите добри показатели [1]. Стълбовете за осветителите в повечето случаи са доста по-високи от обикновените и осветителите с ПСИ са с по-голям светлинен поток (фиг.6). Трайността им е около 3-4 пъти по-дълъг от НЛВН, което намалява разходите за поддръжка на такива обекти. В същото време плазмените лампи са с по-висок индекс на цветопрераждане и по-добра видимост през нощта спрямо НЛВН.



Фиг.6.



Фиг.7.

4. Плазмените лампи се използват и в архитектурното осветление поради високия им индекс на цветопрераждане (фиг.7) [1]. Те намаляват разходите за енергия с 50% в сравнение с МХЛ.

5. Студийно, театрално или сценично осветление [1]. ПСИ системите осигуряват 10 пъти по-голяма трайност в сравнение с МХЛ, използвани в студийното осветление (фиг.8).

6. ПСИ се използват за осветление на агрикултури и парници [1]. Предпочитани са пред НЛВН, понеже в големите помещения и парници подмянето на светлоизточниците изисква сериозен ресурс, време и оборудване, а животът на ПСИ е до 5 пъти по-дълъг и това съкращава разходите. Излъчената светлина е много близка до естествената/слънцето/, която е необходима и благоприятства правилния растеж и отглеждане на парниковите култури (фиг.9).



Фиг.8.



Фиг.9.



Фиг.10.

7. Много по-широко се използват плазмените системи в големи закрити или индустриални помещения, като спортни зали, складове и производствени халета (фиг.10) [1]. Сравнени с традиционните за тези помещения МХЛ 400W или по-мощни, ПИС имат своите предимства не само с по-дългия си живот (до 50000 часа), но и с високото ниво на цвето предаване и видимост.

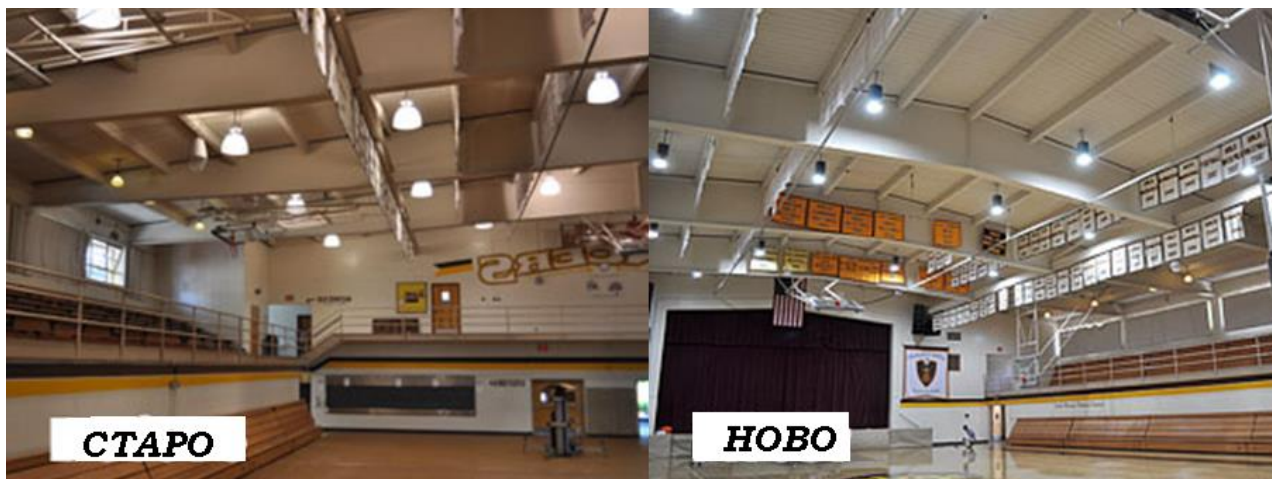
Реализирани проекти на обекти за подмяна на настоящо осветление с плазмени светлинни източници (ПСИ) [1].



Фиг.11.

А) В завод Сънвил, Калифорния, (фиг.11) ЛЛ са заменени с лампи ПСИ [1]. Новите лампи са по-ефективни, има по-малък брой осветители, по-високи нива на цветопрераждане и в рамките на 24 месеца инвестицията се възвръща.

В) Осветление с ПСИ във физкултурен салон в училище „Сант Франциск“ (Монтегю, Канада). (фиг. 12) [1].



Фиг.12.

4. ТЕХНИКО - ИКОНОМИЧЕСКО СРАВНЕНИЕ МЕЖДУ ОСВЕТИТЕЛНИ УРЕДБИ С ПЛАЗМЕНИ ИЗТОЧНИЦИ НА СВЕТЛИНА И ДРУГИ СВЕТЛИННИ ИЗТОЧНИЦИ

При сравнение на ПСИ 150W и 250W МХЛ, инсталирани в окачен осветител тип „камбана“, резултатите са категорично в полза на плазменото осветление. Взимайки пред вид всички важни критерии, голямо предимство на плазмената система е дългият ѝ живот от 50000 часа, пред 18 000 часа за МХЛ и количеството изразходвана енергия – съответно 87600 kWh за плазмената лампа срещу 169,360 kWh за МХЛ [1]. Недостатък в този случай е първоначалният капитал за плазмените източници – 47000 \$, който е почти два пъти по-голям от този за МХЛ – 28000 \$. Въпреки високите първоначални капиталовложения, годишните общи разходи за ПСИ системите са три пъти по-малки – 8409\$ от тези за МХЛ – 25975 \$. Това се отразява на периода на възвращаемост, който влиза в рамките на около година. Цялостното въздействие на ПСИ системата благоприятно влияе на околната среда като спестява вредни емисии в тонове (64 тона CO₂).

В друг случай са съпоставени ПСИ 150W и 250W МХЛ, инсталирани на стълб за паркинги и обществени зони и е използвано димиране на осветлението. Тук отново има положително влияние върху околната среда, макар и с леко занижени резултати спрямо предишния случай – 48 тона CO₂. Отново данните за консумираната електроенергия са в полза на плазменото осветление - 65700 kWh срещу 127020 kWh за МХЛ, което ги намалява на половина. Средствата за годишна поддръжка пък са намалени с 1/3 – от 19435 \$ за МХЛ система на 6307\$ за новата система, което е повлияно и от положителното влияние на ди-

мирането, удължаващо живота на системата. Инвестицията за новата система е 152000\$. Получава се по-енергоспестяваща и по-дълготрайна система за осветление, която не изисква време на подмяна на лампата от 3 години за МХЛ, а цели 11 години период за подмяна на плазмената.

В следващия случай е направен анализ на два технологично нови източника на светлина - ПСИ 150W и 150W СД, инсталирани в системи за вътрешно осветление, окачен осветител тип „камбана“.

При сравнението на тези два типа системи резултатите са изключително близки, дори еднакви, по много от критериите както в инсталацията, така и в проектите данни: една и съща трайност на източника – 50000 ч. , една и съща мощност – 150 W (съответно еднаква годишна консумация за енергия - 87 600 kWh), еднакви цени за инсталация – 5000 \$ и години за подмяна на лампа – 8,6. Дори и малка, разлика се проявява при годишните разходи за поддръжка – 1511\$ за СД срещу 1985\$ за плазмените, които се отразяват в годишните разходи 12023 \$ за СД лампи срещу 12497 \$ за плазмени. В същото време като голям недостатък на ПСИ се проявява по-голямата първоначална инвестиция за закупуване на системата – 62000 \$ срещу 8000 \$ за СД. Разликата е в пъти в полза на СД. В резултат на тези разлики, се вижда, че към момента не излиза изгодно за потенциален инвеститор да влага средства в плазмена система, при възможност за СД система. Дори вместо да спестява средства, той ще е в преразход с почти невъзможен срок на възвращаемост. Това ясно личи в данните за възвращаемост и икономии, които се получават с отрицателен знак – -4,74 \$ за годишни спестявания за осветително тяло и -133 години за възвращаемост. По отношение на влиянието върху околната среда – еднакво влияние на ПСИ и СД.

В заключение може да се каже, че плазмените системи за осветление са част от нашето бъдеще в осветлението. Техните показатели, надминават предимствата на традиционните източници на светлина, което ясно се проличава в реализираните проекти по света. Постига се не само качествено и надеждно осветление чрез новата технология, но и намаляване на разходите до 75% за електроенергия - от 1200W с НЛВН на 373 W с ПСИ. Намален е големия брой тела - от 60 тела по 4 луминесцентни лампи на 18 ПСИ осветители, използвайки в повечето случаи контрол на осветлението. Тези факти логично обясняват и минимизираните разходите – от 8856\$ на 2389\$, от 9927\$ на 3824\$ и от 12457\$ на 6798\$. В същото време се съкращават средствата по поддръжката за съответните съоръжения – от 1752 \$ на 420 \$, от 2464 \$ на 237 \$ и от 657 \$ на 263 \$. В същото време при подмяната се бележат и повишения на осветеностите с близо 40-50% (от 500 lx до 750 lx) и увеличение на индекса на цвето предаване от 70 на 90, при подмяната на луминесцентните лампи. В същия случай се вижда обаче, че при сравнението на средната мощност на едно тяло, плазмените - 280 W са по-енергоемки от ЛЛ - 160 W, но този недостатък се пренебрегва поради намалението на броя на телата - от 60 ЛЛ на 18 плазмени и съответно това се отразява в общите оперативни разходи – от 9927 \$ за ЛЛ на 3824 \$ за ПСИ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Най-подходящото разположение от разгледаните осветители (виж табл.1) е в средата на пътя, а осветител FGS223 1x НЛНН 26W (табл.1 - осветител №1) е най-икономичен, защото е с най-малка мощност, удовлетворяващ нормените изисквания при това разположение.

2. В редица европейски страни (Белгия, Холандия и други) понастоящем за осветление на автомагистрала и входните пътища извън населените места се използват основно натриеви лампи ниско налягане.

3. Предимствата на ПСИ са: трайност 50000 часа, компактни размери, индекс на цветопрераждане по-голям от 90, големи стойности на потока от един източник, висок светлинен добив, димиране до 20%, и други.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] [http: www.luxim.com](http://www.luxim.com)
- [2] Рохлин Г.Н. *Разрядные источники света* М., Энергоатомиздат, 1991.
- [3] Иванов З., *Осветителна и инсталационна техника*, Авангард Прима, София, 2010.
- [4] Иванов З. А., *Приложение на безелектродни индукционни лампи в осветителни уредби*, XIII Национална конференция по осветление с международно участие Осветление'2007, 10 – 12 Юни 2007, Варна, България, с.174-178

Автор: Захари Иванов, доц. д-р, катедра ЕСЕО, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: zai@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: проф. д-р инж. Ангел Пачаманов

СВЕТЛОТЕХНИЧЕСКА ЕФЕКТИВНОСТ НА СВЕТЛОВОДНИ СИСТЕМИ ЗА ЕСТЕСТВЕНО ОСВЕТЛЕНИЕ В СТРАНАТА

Захари Иванов, Виктор Манов

Резюме: Изчислена е ефективността на светловодните системи за естествено осветление за географските условия на България. Използвани са светловоди марка Solatube®DS за въвеждане на естествено осветление в сградите.

Ключови думи: светловод, естествена дневна светлина, светлотехническа ефективност

LIGHTING EFFICIENCY OF OPTICS SYSTEMS NATURAL LIGHT IN THE COUNTRY

Zahari Ivanov, Viktor Manov

Abstract: Been calculated efficiency of the light systems for natural lighting for the geographical conditions of Bulgaria. Used are light guide marks Solatube®DS introducing natural lighting in buildings.

Keywords: Light pipe, daylight, lighting efficiency

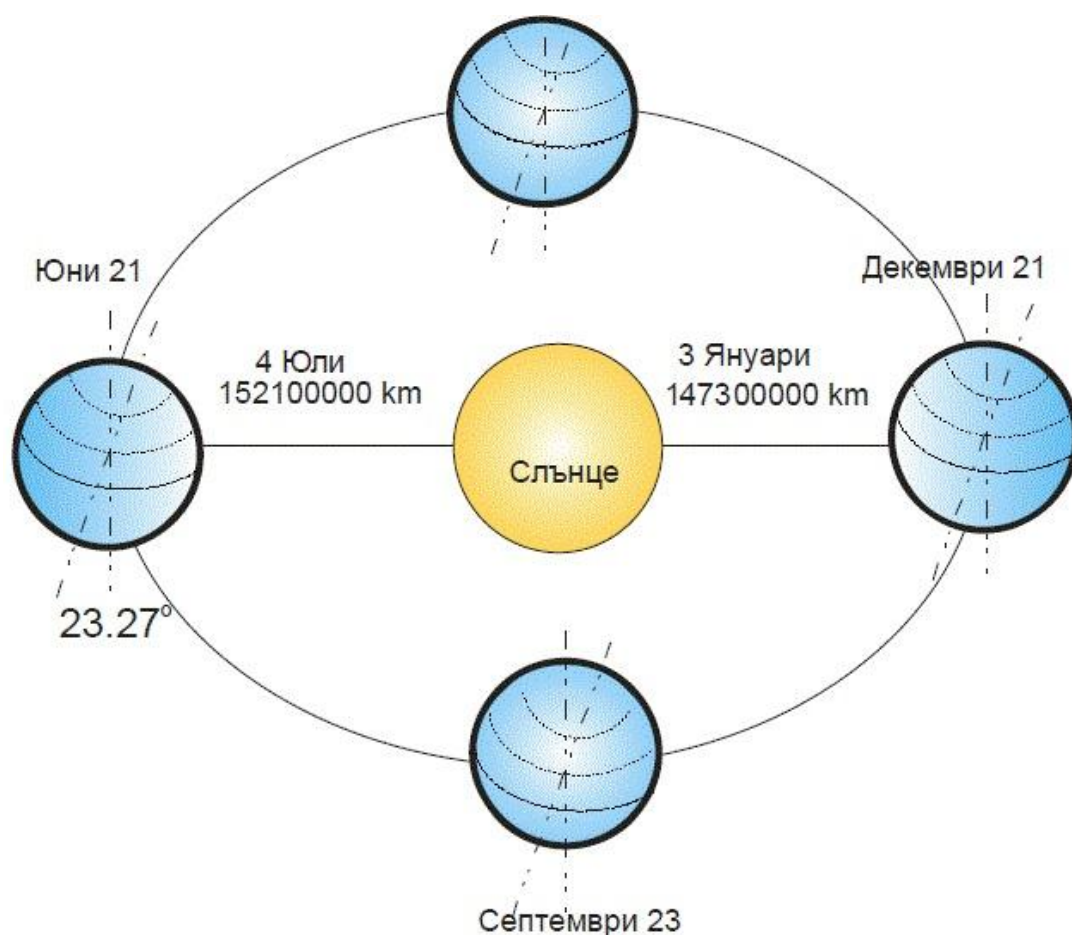
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Слънчевата енергия представлява голям енергиен ресурс за България. Поради географското положение на страната, условията за използване на слънчева енергия са изключително благоприятни, особено в южните и източните райони.

България може да се раздели на три слънчеви зони, като средната годишна продължителност на греенето е около 2150 часа (около 49% от максимално възможното). Географските условия на България обуславят ресурс от 1300-1700 kWh/m² средногодишен лъчист поток (количество лъчиста енергия за всички дължини на вълните, падащ върху единица площ от повърхността на страната).

Страната ни има достатъчно потенциал за използване на слънчева енергия, като в това отношение е сред слънчевите страни по света: средногодишното слънце греене над Сандански е 2600 часа, над Пловдив 2250 часа, а над София – 2050 часа. Средният брой слънчеви дни в годината е 200.

Тъй като в България годишното слънчево греене значително надвишава средноевропейските показатели, то инвестициите за светловодни системи за естествено осветление са много изгодно капиталовложение. Слънчевото греене като ресурс е практически неограничен и напълно безплатен.



Фиг.1. Изменение на разположението на земята спрямо слънцето през годината.

Слънчевото излъчване, което попада на земната повърхност, се променя в зависимост от геометричното разположение на Земята в космическото пространство и най-вече спрямо слънцето. Влияние оказва атмосферното разсейване от молекулите на въздуха, водните пари и праха, атмосферното поглъщане от кислорода, азота, водата и въглеродните оксиди и отражението.

Ъгълът на падане на слънчевата светлина на Земята варира през годината в зависимост от сезоните и географското положение (фиг.1).

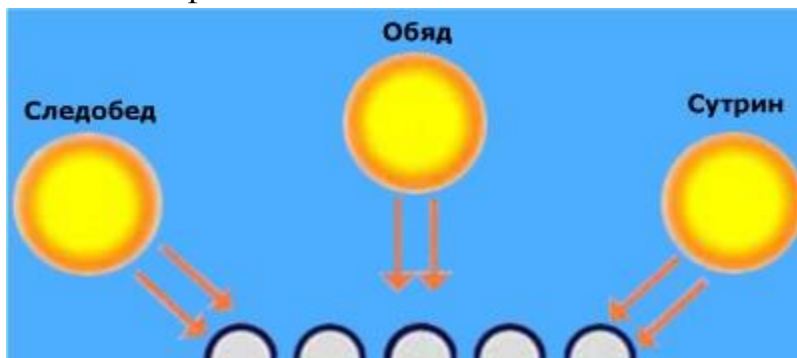
Поради факта, че географската ширина за територията на България варира в много малки граници (41° - 43°), може да определим един среден ъгъл, който да е актуален за цялата страна [3]. В табл.1 са показани средните ъгли на падане на слънчевата светлина за територията на България по месеци на хоризонтално разположена повърхност.

Таблица 1

Януари	Февруари	Март	Април	Май	Юни
31°	39°	47°	55°	63°	70°
Юли	Август	Септември	Октомври	Ноември	Декември
63°	55°	47°	39°	31°	24°

Средният ъгъл на падане на слънчевата светлина за територията на България през годината е 47°.

Благодарение на кръглия си дизайн, прозрачният купол е в състояние да осъществява пасивно проследяване на слънцето, което означава, че той винаги е насочен директно срещу слънцето и може да приема слънчевата светлина равномерно през целия ден – фиг.2.



Фиг. 2.

Това е важно, особено ако естествената светлина е необходима през целия ден. Чрез проследяване на слънцето от ранна сутрин до късен следобед, повече светлина постъпва в осветяваното помещение, което означава, че изкуственото осветление ще се използва изключително рядко през летния и по-често през зимния сезон. Това неминуемо ще доведе до спестяване на доста пари и подпомагане в опазването на ценните невъзобновяеми ресурси.

2. ОПРЕДЕЛЯНЕ ЕФЕКТИВНОСТТА НА СВЕТЛОВОДНИТЕ СИСТЕМИ В БЪЛГАРИЯ

С помощта на изчисления ще определим ефективността на светловодните системи в България. За помощ ще използваме светловоди марка Solatube®DS [4]. Разглежданите светловоди притежават най-високата отразителна способност на вътрешната повърхност – 99,7% [1, 2].

Общата ефективност или КПД може да се изчисли по следната формула :

$$\eta_c = \tau_k \cdot \tau_d \cdot k_z \cdot \xi = K_I \cdot \xi, \quad (1)$$

където: $\tau_k = 0,92$ - коефициент на пропускане на купола; $\tau_d = 0,80$ – коефициент на пропускане на дифузора; $k_z = 0,92$ - корекционен коефициент (отчита замърсяването на купола по време на експлоатация); ξ – ефективност на светлопропускане на светловодната тръба;

$$K_I = \tau_k \cdot \tau_d \cdot k_z = 0,677 \quad (2)$$

Ефективността на светлопропускане ξ може да се определи по формула, за многократното отражение на светлината през светловода [1]:

$$\xi = \frac{e^{\frac{L}{D} \operatorname{tg} \theta \ln \rho}}{\left(1 - \frac{L}{D} \operatorname{tg} \theta \ln \rho\right)^{1/2}}, \quad (3)$$

където θ – среден ъгъл на влизане на светлината в светловода. Светлинният поток, излъчван от дифузора е:

$$\Phi_{\theta} = \eta_c \cdot \Phi_e, \quad (4)$$

където Φ_e – входящият светлинен поток в светловода.

$$\Phi_e = \frac{180^{\circ} - \alpha^{\circ}}{180^{\circ}} E_{eo} \cdot A, \quad (5)$$

където $\frac{180^{\circ} - \alpha^{\circ}}{180^{\circ}}$ - входен коефициент на светловода; α° - ъгъл на отклонение на оста на тръбата от зенита; E_{eo} – хоризонтална осветеност под открито небе, [lx]; A – площ на светловодния купол, [m²].

Чрез пресмятане по тези формули можем да определим ефективността за използване на светловоди в България при различни ъгли на падане на светлината в светловода.

В табл.2 ÷ табл.6 са показани ефективността на светлопропускане и коефициента на полезно действие, съответно при средни ъгли 15°, 30°, 45°, 60° и 75° на влизане на светлината в светловода.

Таблица 2

Тип на светловода L= 3m	$\xi, \%$	$\eta_c, \%$	$\Phi_e/\Phi_{\theta}, klm$			
			месец			
			3	6	9	12
D=250mm	98,57	66,7	7/4,7	9,7/6,5	7,7/5,1	4,7/3,2
D=350mm	98,98	67,0	13,8/9,2	19/12,7	15,1/10,1	9,3/6,2
D=530mm	99,32	67,2	31,5/21,2	43,5/29,2	34,6/23,3	21,3/14,3

Таблица 3

Тип на светловода L= 3m	$\xi, \%$	$\eta_c, \%$	$\Phi_e/\Phi_{\theta}, klm$			
			месец			
			3	6	9	12
D=250mm	96,96	65,6	7/4.6	9.7/6.3	7.7/5.1	4.7/3.1
D=350mm	97,82	66,2	13.8/9.1	19/12.6	15.1/10	9.3/6.1
D=530mm	98,55	66,7	31.5/21	43.5/29	34.6/23.1	21.3/14.2

Таблица 4

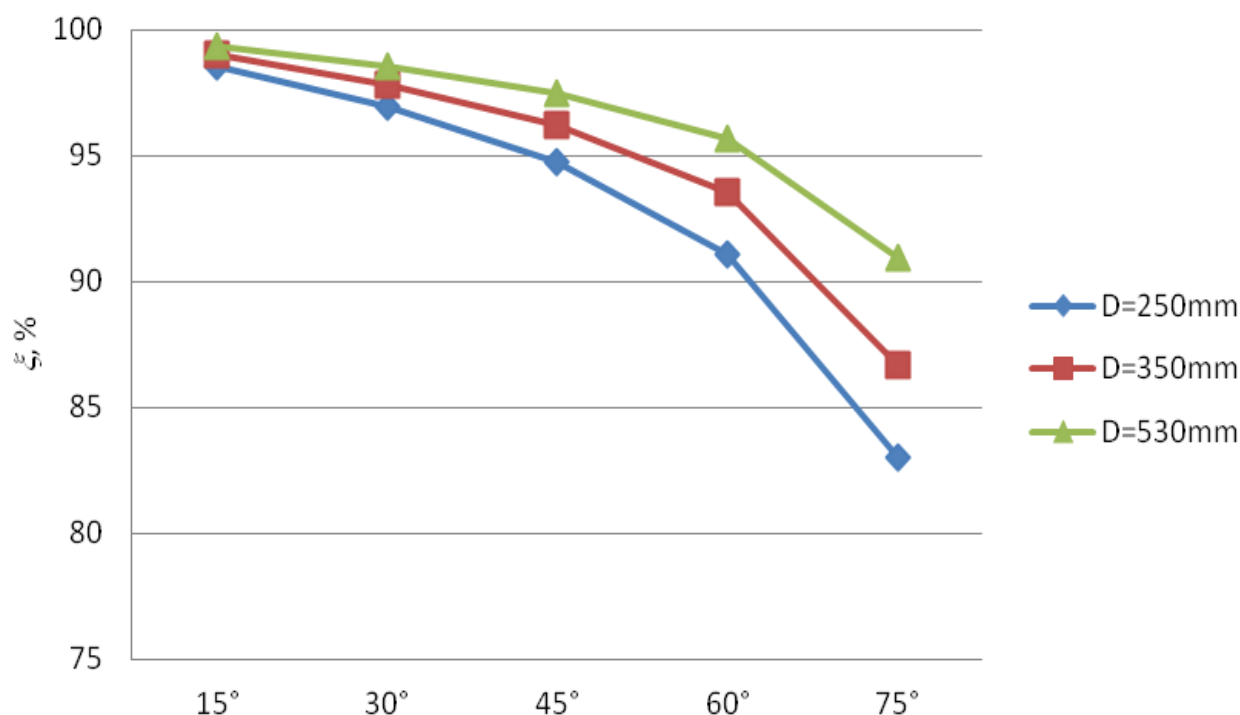
Тип на светловода L= 3m	$\xi, \%$	$\eta_c, \%$	$\Phi_e/\Phi_{\theta}, klm$			
			месец			
			3	6	9	12
D=250mm	94,72	64,1	7/4,5	9,7/6,2	7,7/4,9	4,7/3
D=350mm	96,19	65,1	13,8/9	19/12,3	15,1/9,8	9,3/6
D=530mm	97,47	66	31,5/20,8	43,5/28,7	34,6/22,8	21,3/14

Таблица 5

Тип на светловода L= 3m	ξ , %	η_c , %	$\Phi_e/\Phi_0, klm$			
			месец			
			3	6	9	12
D=250mm	91,09	61,7	7/4,3	9,7/6	7,7/4,7	4,7/2,9
D=350mm	93,53	63,3	13,8/8,7	19/12	15,1/9,6	9,3/5,9
D=530mm	95,67	64,8	31,5/20,4	43,5/28,2	34,6/22,4	21,3/13,8

Таблица 6

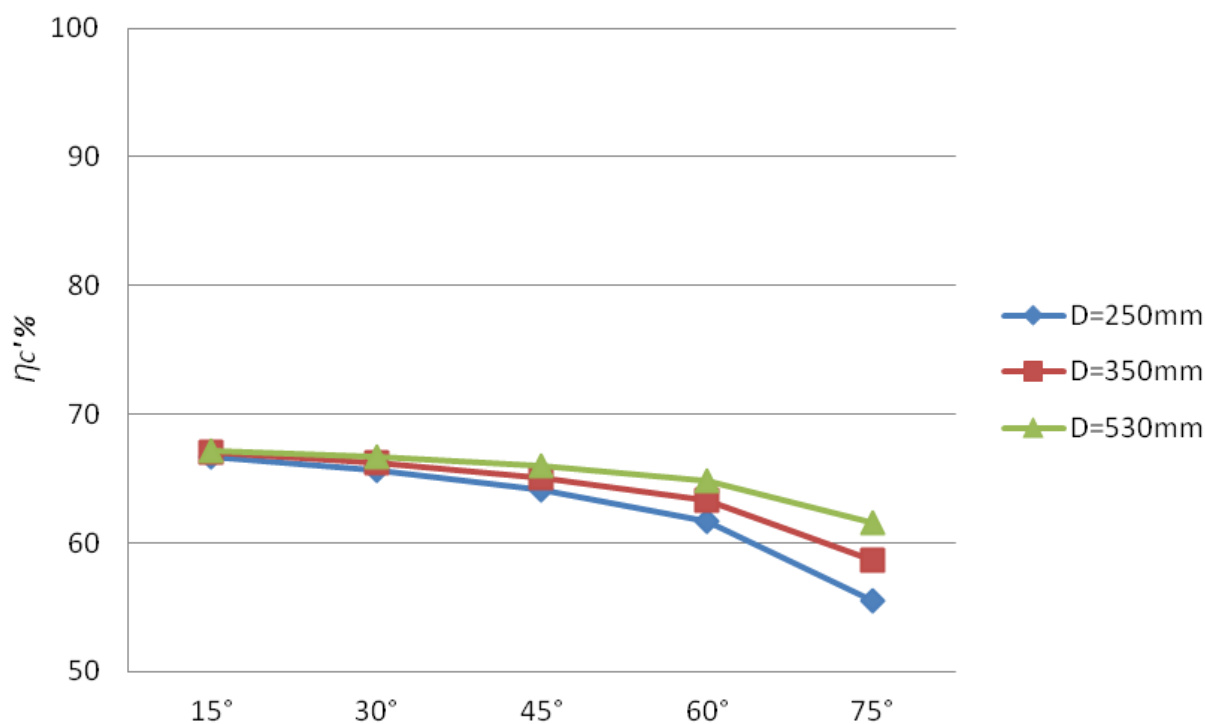
Тип на светловода L= 3m	ξ , %	η_c , %	$\Phi_e/\Phi_0, klm$			
			месец			
			3	6	9	12
D=250mm	82,00	55,5	7/3,9	9,7/5,4	7,7/4,3	4,7/2,6
D=350mm	86,71	58,7	13,8/8,1	19/11,1	15,1/8,9	9,3/5,4
D=530mm	90,97	61,6	31,5/19,4	43,5/26,8	34,6/21,3	21,3/13,1



Фиг.3. Зависимост на ефективността на светлопропускане на светловодната тръба от ъгъла на влизане на светлината в светловода.

На фиг.3. е показана зависимост на ефективността на светлопропускане от ъгъла на влизане на светлината в светловода.

От фиг.4 се вижда зависимостта на коефициента на полезно действие от ъгъла на влизане на светлината в светловода.



Фиг.4. Зависимост на КПД от ъгъла на влизане на светлината в светловода.

От получените резултати се вижда следната закономерност – с увеличаване на диаметъра на светловода се увеличава и количеството на светлинния поток, постъпващ в помещението. Също така е видно, че за региона на България най-ефективен се явява светловод с диаметър на тръбата 530 мм (Solatube 330DS).

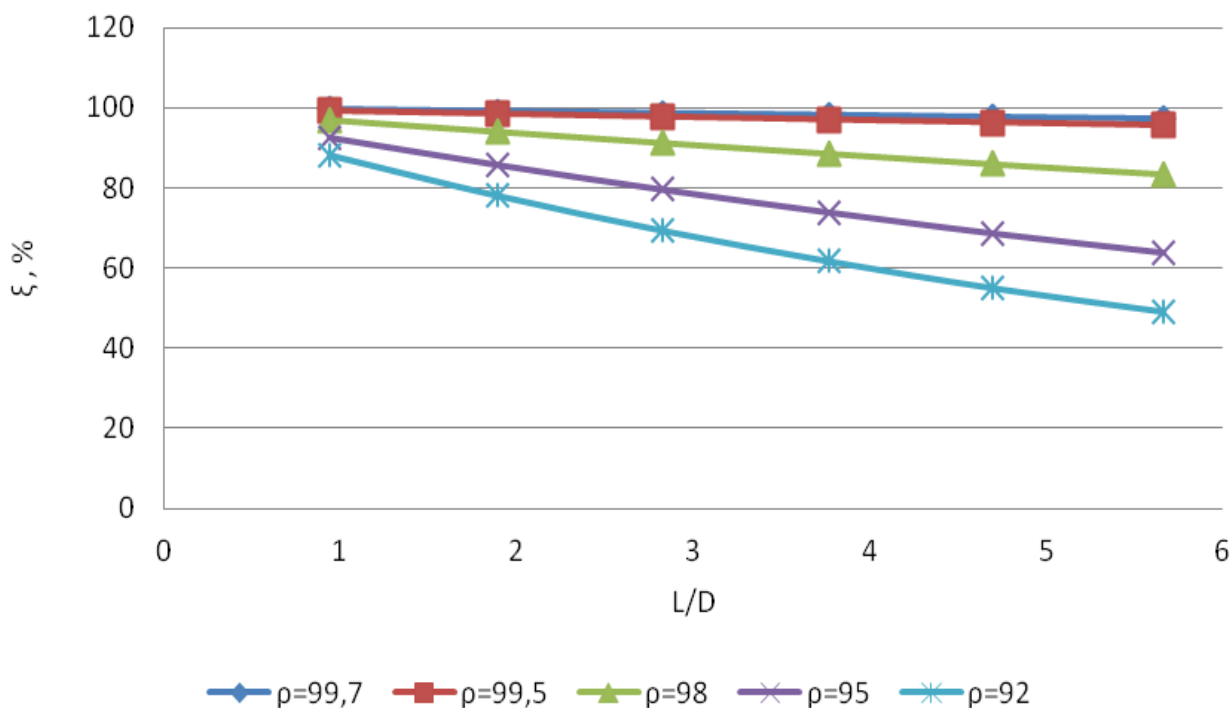
Друго, което се забелязва е, че с увеличаване на ъгъла на падане на светлината в светловода, намалява ефективността на светлопропускане, а от там и коефициента на полезно действие. Това се дължи на ограничения брой на отраженията на светлината при по-малките ъгли.

Съпоставката при различни дължина и диаметър на светловода дава възможност да се оцени каква ще е пропускливостта при различен избор на съответните параметри на системата.

В табл.7 е показана зависимостта между ефективността на светлопропускане и съотношението между диаметъра и дължината (L/D) на светловод от типа Solatube 330DS, при различни отражателни способности .

Таблица 7

L	L/D	ρ=99,7	ρ=99,5	ρ=98	ρ=95	ρ=92
		ξ, %	ξ, %	ξ, %	ξ, %	ξ, %
3	5,66	97,31	95,56	83,5	63,98	49,14
2,5	4,7	97,75	96,29	86,01	68,76	55,03
2	3,77	98,2	97,01	88,61	73,96	61,72
1,5	2,83	98,64	97,75	91,3	79,62	69,38
1	1,89	99,09	98,49	94,09	85,81	78,15
0,5	0,94	99,55	99,24	96,99	92,58	88,28



Фиг.5.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На фиг.5 ясно се вижда, че изменението на коефициента на отражение с всеки един процент, води до значително изменение на експлоатационните характеристики на светловода. Друга особеност, която се забелязва, е голямото значение, което оказва съотношението между диаметъра и дължината върху ефективността на светлопропускане на светловода. Това се дължи на намаляването на броя на отраженията на светлината в светловода, а от там намаляване на загубите.

Основните параметри, от които зависи пропускливостта на светловода са ъгъла на падащата светлина, отражателната способност на вътрешната повърхност на светловода и отношението между диаметъра и дължината(L/D).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Соловьев, А. К., *Полые трубчатые световоды: их применение для естественного освещения зданий и экономия энергии*, Светотехника 2011, № 5. с. 41-47
- [2] Бракале Дж., *Естественное освещение помещений с помощью новой пассивной световодной системы «Solarspot»*, Светотехника, 2005, № 5, с. 34-42
- [3] <http://solarelectricityhandbook.com/solar-angle-calculator.html>
- [4] <http://www.solatube.com/>

Автори: Захари Иванов, доц. д-р, катедра ЕСЕО, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: zai@tu-sofia.bg; Виктор Манов, маг. инж., «Дженерал електрик-България», E-mail address: vikmann@yahoo.com

Постъпила на 15.12.2014г.

Рецензент: проф. д-р инж. Ангел Пачаманов

ПОВИШАВАНЕ КАЧЕСТВОТО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКОТО ОСВЕТЛЕНИЕ В УЧЕБНИ ПОМЕЩЕНИЯ

Захари Иванов, Владимир Шаламанов

Резюме: Измерени са осветеностите в учебна зала 12124 и в лаборатория 12303 в бл.12 на ТУ- София. Определен е броят и разположението на осветителите в лаб. 12303 с оглед на реализация на биодинамично осветление. В заключение са направени изводи и препоръки за повишаване качеството и ефективността на осветлението в учебните помещения в сградата.

Ключови думи: учебни помещения, биодинамично осветление, осветители, системи за динамично осветление

IMPROVING THE QUALITY OF THE ELECTRICAL LIGHTING IN TRAINING CLASSROOMS

Zahari Ivanov, Vladimir Schalamanov

Abstract: Were measured illuminances in classroom 12124 and laboratory 12303 in bl.12 of TU Sofia. Calculated is the number and location of luminaires in the Lab. 12303 with regard to the implementation of biodynamic lighting. Finally conclusions have been drawn and recommendations for improving the quality and efficiency of lighting in the school premises in the building.

Keywords: classrooms, biodynamic lighting, luminaries, dynamic lighting systems

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Дневната светлина променя своя цвят и нивото на осветеността през различните части на деня. Качеството на светлината влияе пряко върху състоянието на човека. Това влияние може да бъде както физиологическо, така и психологическо. Предмет на нашето изследване е психологическото въздействие на изкуствената светлина в учебни помещения. За тази цел са измерени реализираните нива на осветеността в две различни учебни помещения в сградата на Електротехнически факултет София – учебна лаборатория и учебна зала, тип аула.

Целта е да сравним получените резултати от измерванията с нормените нива на осветеност, както и да ги съпоставим с теоретичните нива на осветеност, които биха имали пряко ползотворно психологическо въздействие върху преподаватели и студенти през различните часове на работния ден.

Динамичните промени на яркостта и силата на светлината в цикъла на деня тъмно светло, оказват влияние върху „биологичния часовник” на човека, както

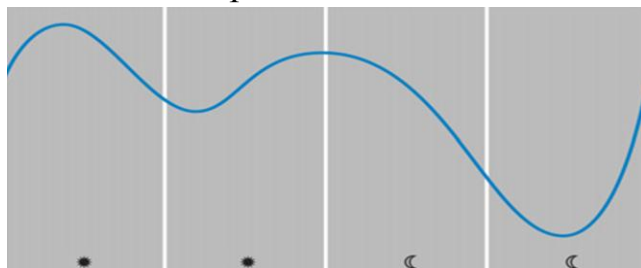
и върху няколко ключови хормони като кортизол (хормон на стреса) и мелатонин (хормон на съня) [2, 3].



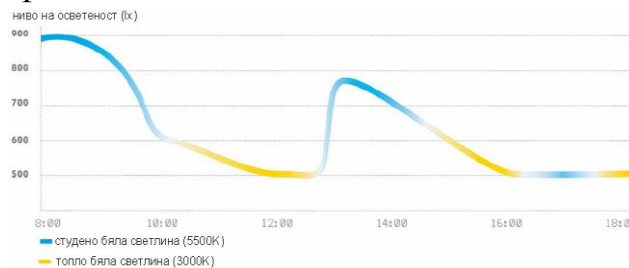
Нивото на кортизола се увеличава сутрин и подготвя човек за неговата дейност през деня. Нивото му остава достатъчно високо почти през целия ден и е минимално към полунощ. Мелатонинът има своя максимум през нощта и намалява сутринта, когато човек все още има усещане за сънливост. Съответно, отново се увеличава с настъпването на вечерта, за да поддържа човека в условие на здрав сън. Според съвременните представи за здравословен начин на живот, този цикъл не бива да се нарушава.

Кривата на активните фази и продуктивност на човешкия организъм е показана на фиг.1

Кривата на изменение на нивата на осветеност и цветна температура в продължителност на работния ден е показана на фиг.2.



Фиг.1.

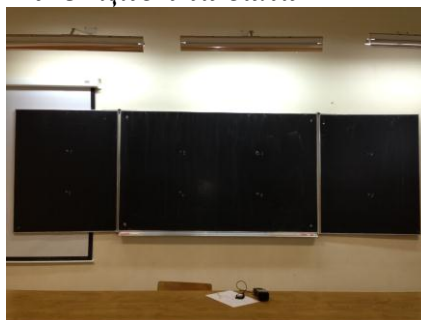


Фиг.2.

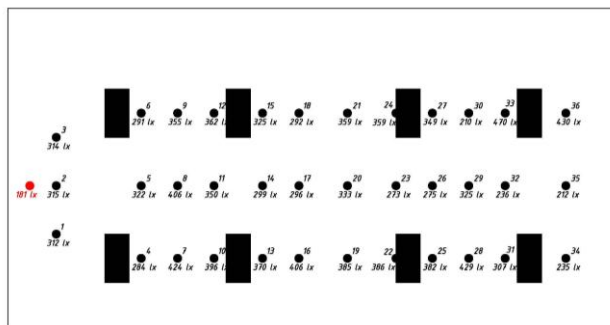
При изследвания за влиянието на динамичното осветление върху човешкия организъм е установено, че управлението на осветлението трябва да следва така наречения „циркадиален цикъл” [2]. Експериментите показват, че подходящото осветление може да „държи” човека буден, по-внимателен и готов да реагира по-бързо и подходящо на околната ситуация.

2. АНАЛИЗ НА РЕАЛНАТА СВЕТЛИННА СИТУАЦИЯ КЪМ НАСТОЯЩИЯ МОМЕНТ

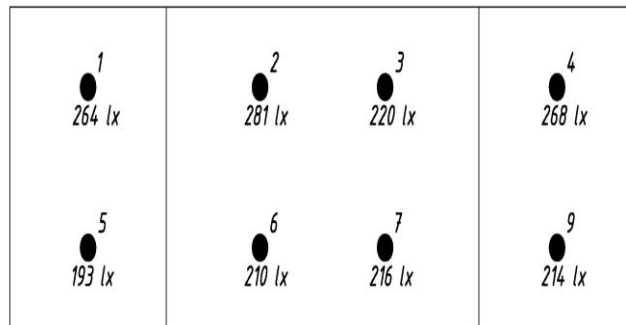
Лекционна зала 12114



В залата са използвани 8 броя осветители, монтирани в окачен таван тип „Армстронг”, с огледална двойна параболична решетка тип 4x36W, окомплектовани с ЕПРА и стандартни (халофосфатни) луминесцентни лампи Т8 36W, при размери на помещението Д/Ш/В – 15 / 8 / (2.5÷4.5) m .



Фиг.3.



Фиг.4.

Заснемането на светлинната ситуация на работните места бе извършено на три работни места на всеки ред - общо 11 реда, както и на три работни точки на катедрата.

Поради наличието на дневна светлина в залата, измерванията бяха направени при естествена светлина, както и при естествена и изкуствена светлина едновременно. За резултат на изкуствената осветеност приемаме стойността ѝ, получена от разликата между двете нива :

$$\text{Еизк.} = (\text{Еизк} + \text{Еест}) - \text{Еест} \text{ (lx)}$$

Резултатите са показани на фиг.3.

Измерването на вертикалните осветености на „черната дъска”, бе извършено в осем контролни точки, както е видно на фиг.4.

Лаборатория 1230



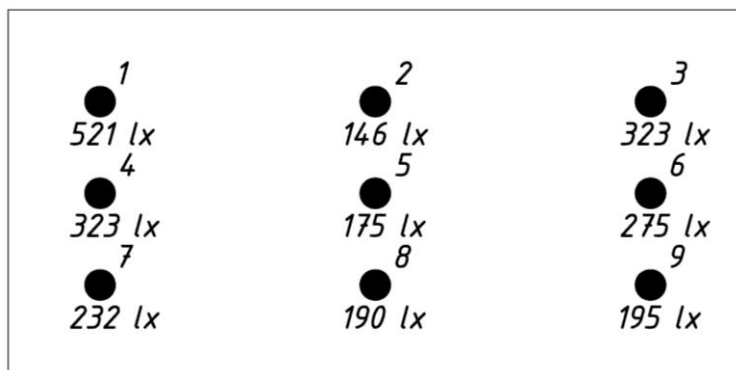
В лабораторията са използвани 6 броя осветителни тела за монтаж в окачен таван тип „Армстронг”, с огледална двойна параболична решетка, тип 4x36W, окомплектовани с ЕПРА и стандартни (халофосфатни) луминесцентни лампи Т8 36W при размери на помещението Д/Ш/В – (10,8 / 7,3 / 3) m .

Поради относителната симетричност на помещението, заснемането на светлинната ситуация на работните места бе извършено на ¼ от залата на 16 работни точки, като резултатите са показани на фиг.б.

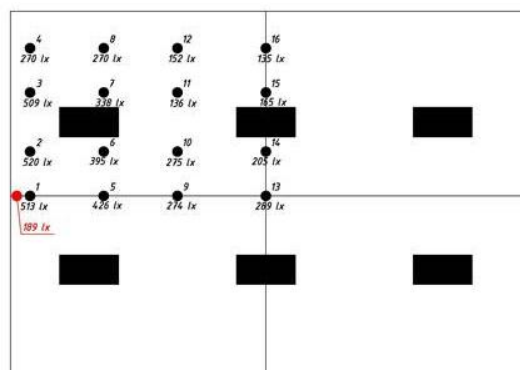
Заснемането на вертикалната осветеност на „черната дъска”, бе извършено в девет контролни точки, както е видно на фиг.5.

Цилиндричната осветеност е определена в контролна точка по средата на помещението на разстояние 1м от стената. Стойността на Ец е:

$$E_c \approx (E_{ю} + E_c + E_{и} + E_z)/4 = (170 + 205 + 121 + 260)/4 \approx 189 \text{ lx } E_c$$



Фиг.5.



Фиг.6.

3. СВЕЛТОТЕХНИЧЕСКИ ИЗЧИСЛЕНИЯ

При изпълнение на светотехническите изчисления бяха взети под внимание следните детайли от реалната работна среда:

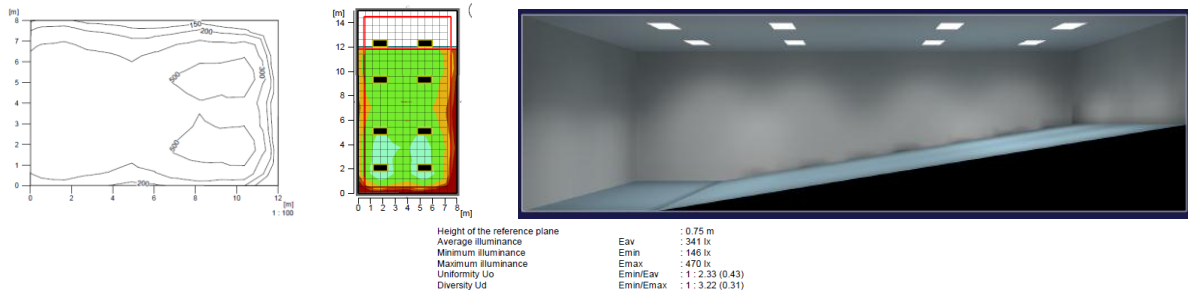
- Вид на окачения таван и възможност за лесен монтаж на нови осветителни тела, без да е наложителна промяна на растера на тавана;
- Реално разположение на работните места в лекционната зала и лабораторията;
- Отчетено бе различното наличие на дневна светлина в помещенията – наличието на щори, завеси, както и необходимостта от използването им в работна среда;
- Извършени бяха компютърни симулации и изчисления с различни по вид, брой и разположение нови осветителни тела.

Постигането на нивата на осветеност, чрез прилагане на система за динамична промяна на осветеността, би могло да доведе до повишаване на разхода на електроенергия, увеличаване на капиталните вложения при изграждането на осветителната уредба и по-трудна поддръжка. Нашата цел не е само постигане на икономия на електроенергия, а и повишаване на качеството на изкуственото осветление с оглед увеличаване работоспособността по време на учебния процес.

Предложените варианти на изчисления бяха подбрани от нас като най-енерго и капиталово ефективни. Това разположение на осветителите улеснява замяната на съществуващите и същевременно дава възможност да бъде използвана динамична система за реализиране на управлението на осветлението според „циркадиалния цикъл”. С това далеч не изчерпваме всички възможни светлинни решения, а представяме вариант, изпълним за нашата цел и бъдещите ни изследвания.

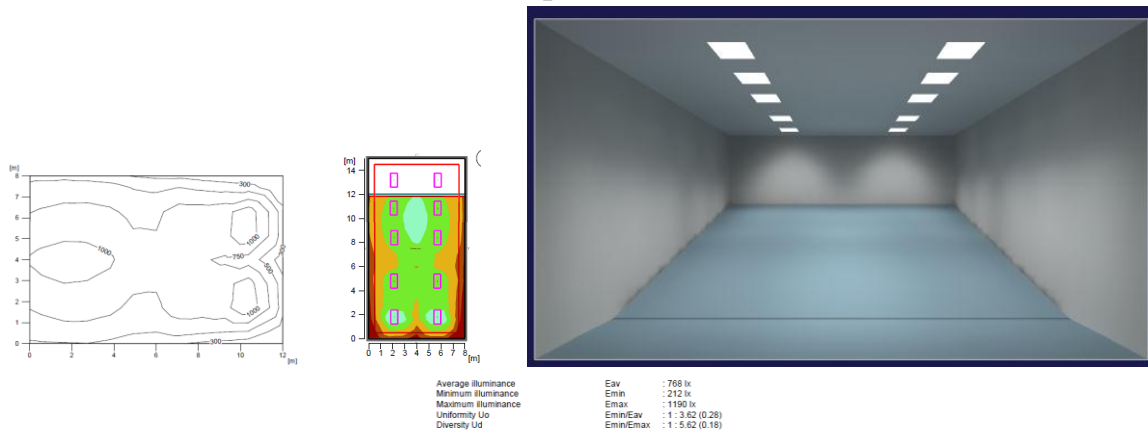
Лекционна зала 12114

Изчисления за нивото на осветеност при съществуващата ситуация, фиг.7.



Фиг.7.

Изчисления за нивото на осветеност и определяне на необходимия брой и разположение на осветително при изискванията за динамична осветеност, извършени с подходящ за целта осветител, фиг.8.



Фиг.8

Лаборатория 12303

Изчисления за нивото на осветеност при съществуващата ситуация, фиг.9.



Фиг.9.

Изчисления за нивото на осветеност и определяне на необходимия брой осветители за постигане на по-високи осветености, извършени с подходящ за целта осветител, табл.1 и табл.2.

Табл.1.

Луминесцентен осветител с огледална решетка 3x54W/865/827/865:

Брой осветители	E_{av}, lx	U_0	$W/m^2/100lx$	$P_{осв}, W$	$\Phi_{ламп}, lm$
6	535	0,577	2,53	1068	77706
8	699	0,625	2,58	1424	103608
9	867	0,626	2,34	1602	120150
10	868	0,621	2,6	1780	129510
12	1004	0,697	2,7	2136	155412
15	1247	0,689	2,72	116559	194265

Табл.2.

Луминесцентен осветител с огледална решетка 4x54W/865/827/827/865:

Брой осветители	E_{av}, lx	U_0	$W/m^2/100lx$	$P_{осв}, W$	$\Phi_{ламп}, lm$
4	544	0,494	2,2	944	71200
5	726	0,133	2,06	1180	89000
6	780	0,679	2,3	1416	106800
8	1024	0,706	2,34	1888	142400
9	1121	0,623	2,4	2124	160200

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Недостатъци на съществуващата осветителна уредба:

- 1) Броят на инсталираните осветители не е достатъчен, за да реализира нормената осветеност 500 lx за такъв тип помещения;
- 2) Осветителните тела са стари, рефлекторите им са напращени, което допълнително намалява тяхното КПД;
- 3) Осветителните тела, използвани за осветяване на „черната дъска” са с неподходящ рефлектор – симетричен вместо асиметричен, което води до неравномерна и неправилно насочена осветеност;
- 4) Осветителните тела в лекционната зала са разположени неправилно по отношение ориентацията им към прозорците и разпределението им спрямо амфитеатралната форма на залата.
- 5) Използват се евтини, старо поколение и с по-нисък светлинен добив стандартни халофосфатни луминесцентни лампи, вместо по-новите триивични лампи.
- 6) Смесват се лампи с различна цветна температура.
- 7) Не се подменят своевременно изгорелите луминесцентни лампи, което води до нарушаване на равномерността на осветеност на помещението.
- 8) Липсва възможност за регулиране на осветителите, като превключването им в подходящи групи, сценарий и димиране. Това води до неефективно

използване на ОУ, невъзможност за създаване на подходящи светлинни ситуации и невъзможност за икономия на електроенергия.

Изводи и насоки за внедряване на нов вид осветителна уредба:

1) Всички изброени по-горе недостатъци водят до увеличаване на зрителната умора, намалява се работоспособността и концентрацията на студентите и преподавателите в периода на учебния процес.

2) Внедряването на динамична система за управление на осветлението би повишило качеството на изкуственото осветление и би повлияло ползотворно върху работния процес в помещенията [2, 3].

3) Възможностите за промяна в цветната температура и нивото на осветеност водят до голяма гъвкавост при работа със системата за изкуствено осветление в залите. Може да се постигне необходимата осветеност и цвят на светлината при различните работни ситуации.

4) Динамичната система за управление на осветлението ни предоставя и възможност за постигане на икономия на разхода за електроенергия. Това е възможно чрез контролиране работата на осветителната уредба с използване на различни сензори за присъствие, чрез използване на „таймери” с часовници за реално време” и различни по вид запаметени работни сценарии.

ЛИТЕРАТУРА

[1] БДС EN 12464:2011. *Светлина и осветление. Осветление на работни места.*

[2] Иванов З. А., *Приложение биодинамических систем освещения в осветительных установках*, Сборник научных трудов X международной конференции, Саранск, 13-14 декабря 2012 г., Саранск 2012, стр 115-119, ISBN 978-5-901661-26-0

[3] Иванов З. А., *Приложение на системи за динамично осветление във вътрешни осветителни уредби*, Международна научна конференция “UNITECH '08- Gabrovo”, 21 – 22 ноември 2008, Габрово, том I, стр. I-91÷I-94.

Автори: Захари Иванов, доц. д-р, катедра ЕСЕО, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: zai@tu-sofia.bg, Владимир Шаламанов, маг. инж., фирма „Алфа Лайт”, E-mail adress: alphalight@abv.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: проф. д-р инж. Ангел Пачаманов

ПРОГРАМЕН ПРОДУКТ ЗА ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ПРОЕКТНАТА СТОЙНОСТ НА ЯРКОСТТА ПРИ ПРОЕКТИРАНЕ НА УЛИЧНО ОСВЕТЛЕНИЕ ПО МЕЗОПИЧНО ЗРЕНИЕ

Димитър Павлов, Ангел Пачаманов, Виктория Чилингирова

Резюме: Преминването от нормиране по фотопична яркост към нормиране по мезопична яркост позволява да се обърне по-сериозно внимание на цвятната температура на използвания светлинен източник - при ниски нива на яркостта кривата на спектрална чувствителност на зрението $V_{mes}(\lambda)$ се измества към синята част на спектъра. За определянето и са разработени няколко модела, на базата на които Международната комисия по осветление препоръчва модел, изложен в CIE 191:2010. В статията е описан програмен продукт "Lm01" за изчисляване на стойностите на мезопична яркост. На база изчисленията с "Lm01" е показан пример за проектиране по мезопична яркост на улица от светлинен клас ME6.

Ключови думи: мезопична яркост, проектиране на улично осветление

SOFTWARE FOR CALCULATION OF LUMINANCE PROJECT VALUE IN STREET LIGHTING DESIGNED BY MESOPIC VISION

Dimitryr Pavlov, Angel Pachamanov, Viktoria Chilingirova

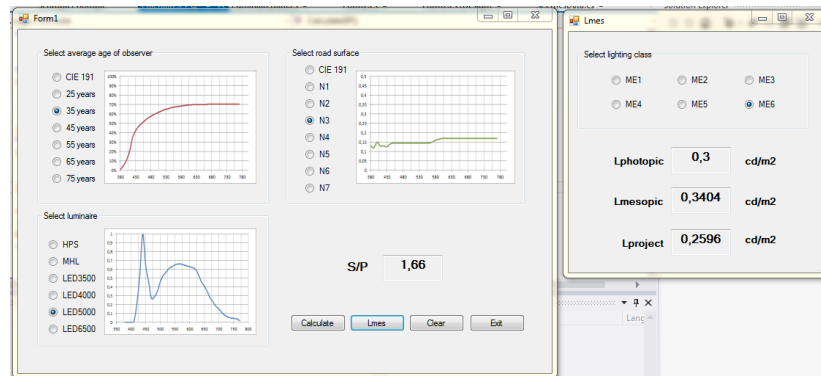
Abstract: The transition from standardization according to photopic luminance to standardization according to mesopic luminance allows us to pay more attention to the color temperature of the used light source - at low luminance levels, the curve of spectral sensitivity of the human eye $V_{mes}(\lambda)$ shifts to the blue part of the visible spectrum, and for its determining are developed several models, on the basis of which the International Commission on Illumination recommends the model, set out in CIE 191: 2010. In this publication is described a software application "Lm01" for calculation of mesopic luminance. On the basis of the calculations with "Lm01" an example is set out for street lighting designed by mesopic luminance for lighting class ME6.

Keywords: mesopic luminance, street lighting at low luminance levels

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Алгоритъмът за изчисляване мезопична яркост описан в [1] е в основата на разработено софтуерно приложение "Lm01" (фиг.1) за изчисляване на проектната стойност на яркостта при проектиране на улично осветление по мезопично зрение. Програмният продукт е базиран на .NET технология и е написан на език за

програмиране C#. Осъществен е в среда за програмиране Microsoft Visual Studio и съдържа SQL база данни, в която са въведени: стойности на спектралните коефициенти на отражение за седем типа пътни настилки (фиг.3), стойности на спектралните коефициенти на пропускане на лещата на окото за възрастови групи от 25 до 75 години (фиг.2), стойности на спектралната интензивност на мощността на излъчване на различни светлинни източници, стойности на спектралната чувствителност на дневното и нощно човешко зрение $V(L)$ и $V(L)'$.

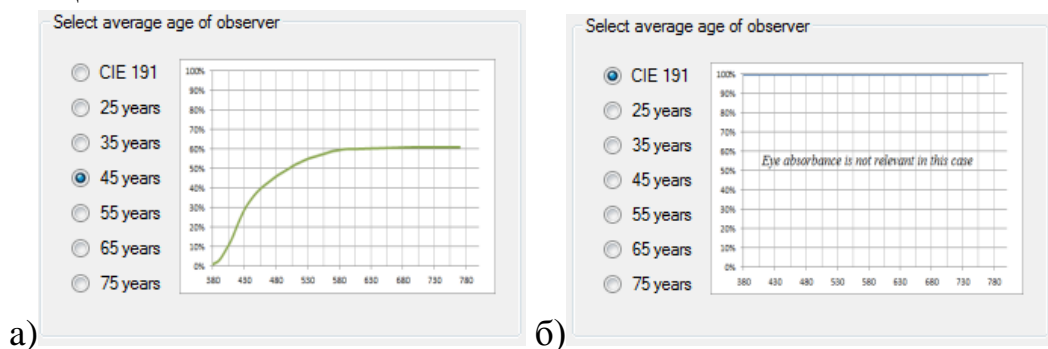


Фиг.1. Програмен продукт “Lm01” за отчитане на проектната стойност на яркостта при проектиране на база мезопично виждане [6].

За изпълнението на алгоритъма за получаване на проектните стойности са необходими изходни данни, които затрудняват проектанта. За да може тази информация да бъде еднократно включена в база данни с последващо използване при задаване на конкретни ситуации програмният продукт е разработен на две нива:

Ниво едно: изчисляване на отношението S/P

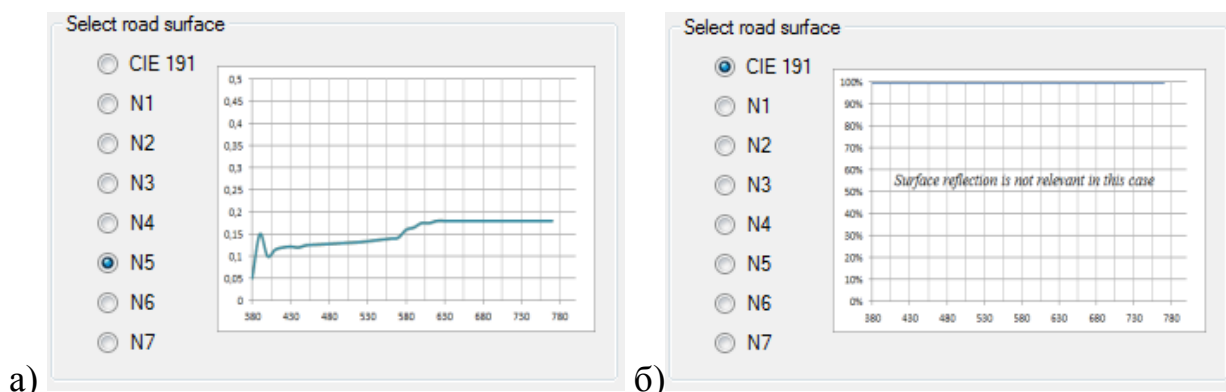
1. Задава се възраст на преобладаващия брой участници в движението. От приложението се отчита коефициента на пропускане на лещата на окото различен за всяка възрастова група. Ако няма информация за възрастта на наблюдателите работим с CIE 191 (фиг.2.б) в този случай спектралния коефициент на пропускане на лещата на окото не се отчита.



Фиг. 2. Спектрално разпределение на коефициента на пропускане на лещата на окото за 45 годишен наблюдател (фиг.2.а). Не се отчита възрастта на участниците в движението (фиг.2.б) [4].

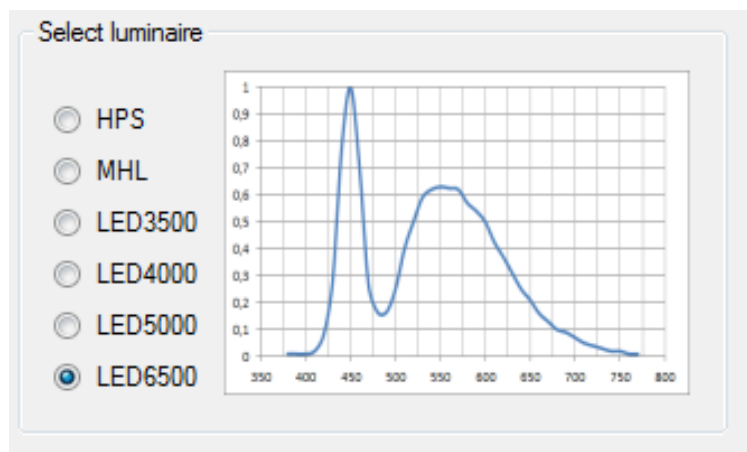
2. Задава се спектрален коефициент на отражение на една от дадените пътни настилки (работа с S/P на отразен поток). Изберете настилка с минерален състав имащ спектрални коефициенти на отражение най-близки до един от 7-те типа.

Ако настилната е неселективно отразяваща изберете CIE 191 (работа с поток на светлинния източник).



Фиг.3. Спектрално разпределение на отразителните характеристики на образци от пътни настилки (фиг.3.а). Работа с неселективно отразяваща настилка (фиг.3.б) [3].

3. Задаване на типа на светлинния източник.



Фиг.4. Типа на използвания светлинен източник и неговия спектрален състав.

Потребителят има възможност да избере комбинация от осветител, настилка и възраст на преобладаващите участници в движението.

В резултат от избора си той получава S/P на източника или отразения и достигнал до ретината му поток за съответната комбинация.

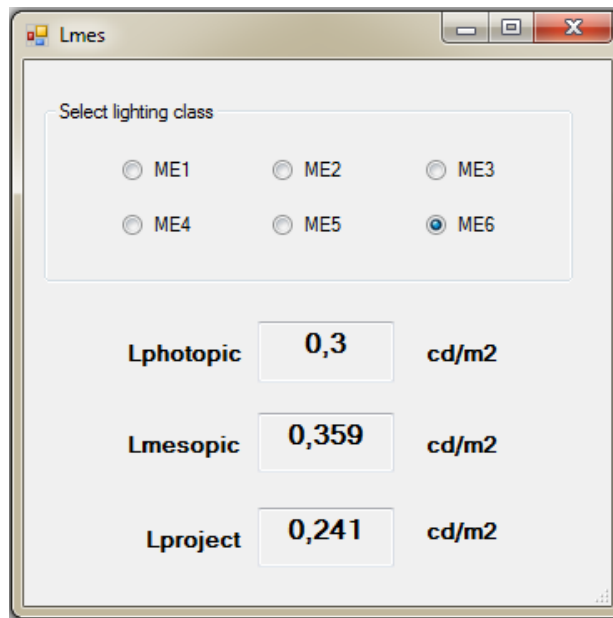


Фиг.5. Изчисляване на отношението S/P.

Ниво две: изчисляване на мезопична и проектна яркост

1. **Задава се** нормена фотопична яркост или типа на улицата (ME1-ME6)

При вече изчислено S/P се натиска бутон Lmes, в прозореца показан на фиг.6 се виждат стойностите на нормената фотопична яркост ($L_{photopic}$), мезопичната яркост ($L_{mesopic}$) и необходима фотопична яркост ($L_{project}$).



Фиг.6. Изчисляване на мезопична и проектна яркост с “Lm01”.

2. ПРОЕКТИРАНЕ НА УЛИЧНО ОСВЕТЛЕНИЕ ПО МЕЗОПИЧНА ЯРКОСТ

На базата на изложеното дотук в табл.1 са представени стойностите на проектната фотопична яркост и стойности на мезопичната яркост табл.2 за улици от светлотехнически класове ME6-ME1 [5] за 4 типа светлинни източници.

Табл.1

Нормени фотопични яркости за светлинни класове ME по EN 13201-2, преизчислени стойности по CIE 191:2010 за НЛВН, LED 3500K, LED 5000K и LED 6500K

Светлинен клас	Необходима фотопична яркост на пътното платно при суха пътна настилка				
	\bar{L}_{ph} в cd/m^2 [минимална поддържана]				
	Нормена яркост* по EN 13201-2	НЛВН, S/P-0.55	LED 3500K, S/P-1.50	LED 5000K, S/P-1.95	LED 6500K, S/P-2.00
ME1	2,00	2,047	1,9512	1,9108	1,9064
ME2	1,50	1,5489	1,4494	1,4076	1,403
ME3	1,00	1,0508	0,9476	0,9044	0,8996
ME4	0,75	0,7936	0,7053	0,6684	0,6644
ME5	0,50	0,5364	0,4629	0,4325	0,4292
ME6	0,30	0,3307	0,2690	0,2438	0,2410

* Приема се, че нормите се отнасят за светлинен източник с S/P=1

Табл.2

Преизчислени фотопични яркости по EN 13201-2 като мезопични по CIE 191:2010 за светлинни класове ME за различни светлинни източници

Светлинен клас	Яркост на повърхността на пътното платно при суха пътна настилка				
	\bar{L}_{mes} в cd/m^2 [минимална поддържана]				
	Нормена яркост* по EN 13201-2	НЛВН, S/P-0.55	LED 3500K, S/P-1.50	LED 5000K, S/P-1.95	LED 6500K, S/P-2.00
ME1	2,00	1,953	2,0488	2,0892	2,0936
ME2	1,50	1,4511	1,5506	1,5924	1,597
ME3	1,00	0,9492	1,0524	1,0956	1,1004
ME4	0,75	0,7064	0,7947	0,8316	0,8356
ME5	0,50	0,4636	0,5371	0,5675	0,5708
ME6	0,30	0,2690	0,3310	0,3562	0,359

* Приема се, че нормите се отнасят за светлинен източник с S/P=1

1.1 3.1. ПРИМЕР ЗА ПРОЕКТИРАНЕ ПО МЕЗОПИЧНА ЯРКОСТ ЗА СВЕТЛИНЕН КЛАС ME6

Избрана е реална геометрия на осветителна уредба в град София с широчина на платното $W=7$ м, височина на монтажа на светлинния източник $H=6,5$ м и междустълбие $S=30$ м (табл.3).

Използвайки програмен продукт „Dilux 4.12” [7] се отчита, че изискваните нормени показатели на улица светлинен клас ME6 (табл.3) са изпълнени с LED осветител BGP3031xLED23-3S-750 DM (фиг. 7) с мощност 20 W, светлинен поток на модула $\Phi_M=2300$ lm, цветна температура 6500 K

Табл. 3

Нормени показатели за улица светлинен клас ME6 по EN 13201-2 и получените стойности за LED23-3S-20W за дадената геометрия на уредбата

Осветител	P_o , W	Φ_M , lm	S, m	W, m	H, m	OH, m	U _{pc} , gr	L _{av}	U _o	UL	TI
LED BGP3031-20W	20	2300	30	7,00	6,50	1,50	5	0,30	0,49	0,55	13
Норми ME6:								0,3	0,35	0,4	15

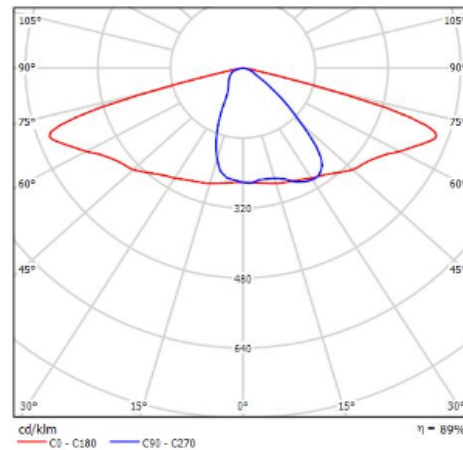
*Всички изчисления са направени с експлоатационният фактор MF=0,7

Чрез програмен продукт “Lm01” е определено, че проектната яркост за LED осветител с цветна температура 6500 K (S/P=2) трябва да бъде $0,24$ cd/m^2 . За да се получи преизчислената яркост за дадената геометрия на осветителната уредба е нужно да се редуцират светлинният поток и мощността на осветителя. Стойността на светлинния поток на LED модула на осветител BGP3031 е $\Phi_M=2300$ lm и от отношението на двете яркости ($0,24$ cd/m^2 с “Lm01” и получената с „Dilux 4.12” $0,30$ cd/m^2), се получава $\Phi_{M(\text{редуциран})}=1840$ lm.



Luminaire classification according to CIE: 100
CIE flux code: 42 76 97 100 89

Luminous emittance 1:



Due to missing symmetry properties, no UGR table can be displayed for this luminaire.

Фиг.7. Светлоразпределение на използвания осветител LED BGP3031[8].

Отношението на светлинния поток на LED модула (2300 lm) към мощността на използвания осветител (20 W) дава светлинен добив 115 lm/W, от което следва, че търсената мощност за $\Phi_{\text{м(редуциран)}} = 1840 \text{ lm}$ е $P_{\text{(редуцирана)}} = 16 \text{ W}$.

Получените резултати от програмен продукт „Dilux 4.12” за осветител LED BGP3031 с намалени мощност и светлинен поток са показани в табл.4.

Табл. 4

Проектна яркост по CIE 191:2010 и получените стойности за LED23-3S-16W (6500K, S/P=2) за дадената геометрия на уредбата

Осветител	P _o , W	Φ _м , lm	S, m	W, m	H, m	OH,m	U _{pc} , gr	L _{av}	U _o	UL	TI
LED BGP3031-16W	16	1840	30	7,00	6,50	1,50	5	0,24	0,50	0,54	12
Препоръки по CIE:191:								0,24	0,35	0,4	15

*Всички изчисления са направени с експлоатационният фактор MF=0,7

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базата на алгоритъм, описан в [1], е разработен програмен продукт, определящ мезопичната яркост на конкретна категория улица по зададена нормена фотопична яркост.

При прилагане на принципа „проектиране по мезопично зрение“ се отчита фактът, че ниските нива на яркост се постигат по-ефективно със спектрално разпределение на потока на източника, съобразено с наблюдаваното поле, нивото на средната яркост и възрастта на контролния наблюдател.

Потенциалът за икономия на енергия, при използване на различни източници, е различен и зависи от типа улица.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] A. Pachamanov, D. Pavlov, „*Opportunities for energy efficiency improvement of outdoor lighting design based in mesopic luminance*”, Сборник научных трудов X международной научно-технической конференции, Саранск 2012, 13- 14, декабря стр.78-87
- [2] CIE 191:2010 “*Recommended System for Mesopic Photometry Based on Visual Performance*”;
- [3] Костов, Василев, Караро. „*Оценка на ефективността на спектралния състав на светлоизточниците в уличното осветление*“. BullLight/ България Светлина 2010, 10-12 Юни, стр. 140-150
- [4] Patricia L. Turner, M.D., Martin A. Mainster, Ph.D., M.D Br J Ophthalmol “*Circadian Photoreception: Ageing and the Eye's Important Role in Systemic Health*”
- [5] БДС EN 13201-2:2003, Улично осветление, Част 2: Технически изисквания
- [6] [/www.visualstudio.com/](http://www.visualstudio.com/)
- [7] [/www.dialux.com /](http://www.dialux.com/)
- [8] <http://www.dial.de/DIAL/en/dialux/plugincatalogues/premium/philips.html>

Автори: Димитър Павлов, маг. инж., асистент, катедра „Обща електротехника“, докторант на катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: dpavlov@tu-sofia.bg; Ангел Саракинов Пачаманов, проф. д-р инж., в катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pach@tu-sofia.bg, р-л НИИКЛ “Осветителна техника”, www.onilot.com; Виктория Христова Чилингирова, студент, ФКСУ, Технически Университет - София, E-mail adress: victoriach@mail.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Захари Иванов

МОДЕЛИРАНЕ РАБОТАТА НА ГАЗОРАЗРЯДНИ ЛАМПИ С ВИСОКО НАЛЯГАНЕ ПРИ ДИМИРАНЕ С АВТОТРАНСФОРМАТОР

Николай Матанов, Петър Стоев, Ангел Пачаманов

Резюме: Груповото димиране на натриеви лампи високо налягане (НЛВН) с автотрансформатор е свързано с промяна на баланса на активните и реактивни мощности в захранващата линия. Различните захранващи напрежения до всеки осветител, са предпоставка светлинният поток да намалява с отдалечаване от захранващият източник. Това води до намаляване на реализираните яркост и влошаване на качествените показатели на уредбата. Изготвеният модел на електроснабдителната система и осветителните тела в реална осветителна уредба, позволяват да се вземат предвид параметри близки до реалните. Адекватно да се оценят режимите, при които работи светлинният източник на всяко осветително тяло в линията.

Ключови думи: групово димиране на НЛВН, улично осветление, загуба на напрежение

MODELING THE WORK OF HIGH PRESSURE DISCHARGE LAMPS BY DIMMING WITH AUTOTRANSFORMER

Nikolay Matanov, Peter Stoev, Angel Pachamanov

Abstract: Group dimming of high pressure sodium lamps (HPSL) with autotransformer is connected to shift the balance of active and reactive power into the power line. Different supply voltages to each lamp is a prerequisite to the luminous flux decreases with distance from the power source. This leads to a reduction in realized luminance and deterioration of the quality indicators of the system. Modeled the power supply system and lighting in real lighting system, allowing to take into account parameters close to reality. Adequately assess the modes that work the light source of each lamp in the line.

Key words: dimming with autotransformer, street lighting

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години по програмите за енергийна ефективност масово се подменя старото, неефективно улично осветление (УО) с по-съвременно, включващо светлинни източници (СИ) с повишен светлинен добив и пусковорегулираща апаратура (ПРА) с намалени загуби. Независимо от това, разходите за УО могат да се снижат с още 30-40%, ако се осигурят енергоспестяващи режими на работа на СИ, чрез управление на захранващото напрежение. Така при класическия тип УО (с електромагнитни ПРА) се осъществява групово димиране, а

при осветители с "интелигентна" електронна ПРА – индивидуално димиране. Това позволява да се реализират светлинни сценарии, съобразени с текущия остатъчен ресурс на СИ и интензивността на трафика - не се преосветява пътя, намалява се разходът на енергия, осигурява се равномерно износване на СИ. Сложността на проблема с нееднаквото износване на НЛВН е наложило използването на електронни баласти, гарантиращи стабилизирани режим на работа на СИ, независимо от нивото на захранващото напрежение. С този тип електронни баласти се гарантира и контрол на вентилния ефект, с което ресурсът на класическите НЛВН се увеличи значително. Чрез допълнително прилагане на димиране след полунощ, освен че се намаляват разходите за електроенергия, значително се намаляват разходите за труд и механизация. Основен недостатък на уредбите с интелигентни индивидуални електронни баласти е значително по - високата цена в сравнение с уредби използващи групово димиращо устройство. За групово намаляване на напрежението към осветителите се използват димиращи устройства - в уличните касети се монтират автотрансформатори (АТ) или друг вид регулатори на напрежение. За УО с натриеви лампи с високо налягане груповото димиране с АТ е за предпочитане, поради простотата и надеждността на решението - реконструкцията е единствено в касетата и изисква малки инвестиции.

Поради използването на съоръжения за управление на захранващото напрежение осветителната уредба работи в няколко режима съответстващи на всяка една степен на димиране. Големите дължини на захранващите линии налагат да се оценят условията, при които работят осветителните тела за да се гарантират качествените и количествените показатели на уредбата. Досега използваните модели на НЛВН при димиране [1, 8] с промяна на захранващото напрежение не отчитат реалното положение на осветителното тяло в уличната уредба. На фиг.1 е представена типичната еднолинейната схема на захранване на улична осветителна уредба (УОУ) „градски тип“. Напрежението на шините на главно табло ниско напрежение (ГТНН) се обуславя от изменението на битовият товар ($S_o = P_o + jQ_o$) захранван от трансформатора и изменението на напрежението на страна средно напрежение $U_{ср.} = f(t)$. В ненатоварената част от денонощието (след 21-22 часа) напрежението на изхода на трансформатора се покачва и достига до максимална ефективна стойност от 245V, което представлява +11,4% от номиналното напрежение U_H ($\Delta U = \frac{U - U_H}{U_H} \cdot 100, \%$). При това положение първият

осветител е захранен с напрежение превишаващо с над +5% максимално допустимото, а при последният осветител в линията с +7% над номиналното.

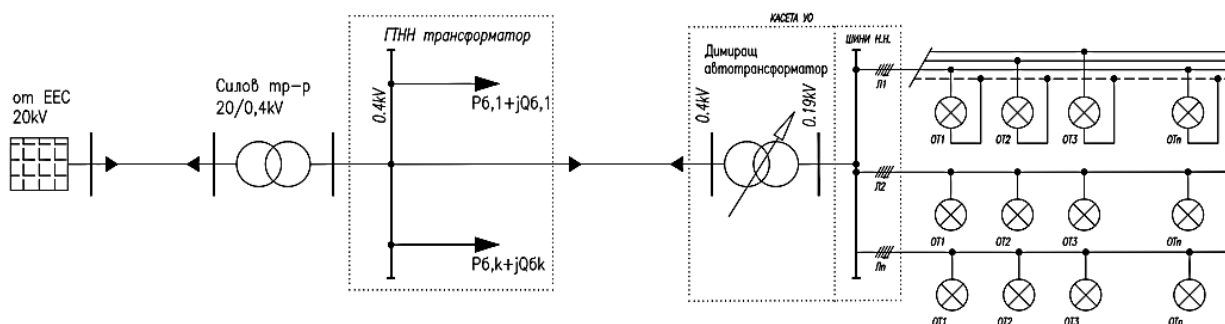
Основната цел е изготвянето на симулационен модел на уредбата - електроснабдителна мрежа, групово димиращо устройство, захранваща линия, пускорегулираща апаратура и светлинен източник, с които да се симулират режимите на работа на инсталацията.

2. ПРИНЦИПНА И ЗАМЕСТВАЩИ СХЕМИ НА УРЕДБАТА

Показаната на фиг.1 схема е характерна за средни и големи населени места. Осветителите се захранват от трифазна линия, но са равномерно разпределени по фази и на практика се разглеждат, като 3 еднофазни консуматори свързани в звезда. За групово димиращо устройство е използван специално проектиран и изработен автотрансформатор, със следните номинални параметри (табл.1):

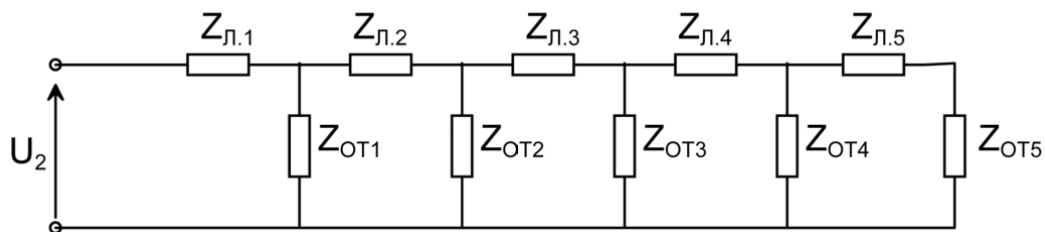
Таблица 1

$U_{1Н}$	U_{2-1}	U_{2-2}	$I_{2Н}$	$S_{2Н}$	w_1	w_{21}	w_{22}
[V]	[V]	[V]	[A]	[VA]	нав.	нав.	нав.
230	205	180	20	4100	480	72	144



Фиг.1. Примерна схема на захранване на УОУ

За тази схема е изготвена заместваща схема (фиг.2) от верижно свързаните импеданси на захранващи линии ($Z_{Л,i}$) и осветителни тела ($Z_{ОТ,i}$), като последните включват в себе си светлинният източник, пусково-регулиращата апаратура и компенсиращи елементи.

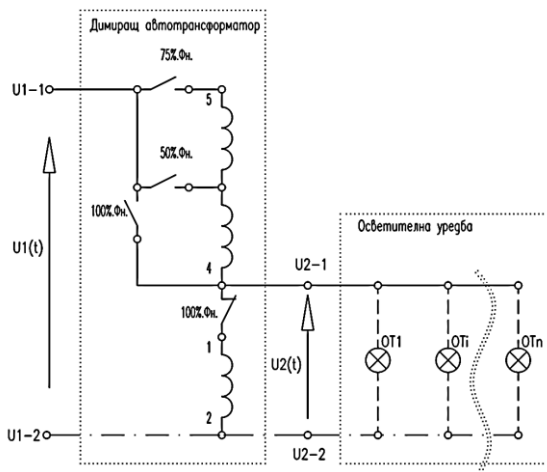


Фиг.2. Еднофазна заместваща схема на ОУ

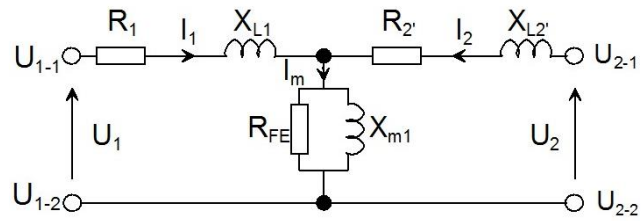
Димиращото устройство е съвкупност от три идентични автотрансформатора работещи в звезда, като всеки има две степени на изходното напрежение

- първа степен даваща напрежение при което светлинният поток е 75% от номиналният
- втора степен на димиране при която потока е 50% от номиналният.

На фиг.3 е показана схема на свързване на намотките на трансформатора.



Фиг.3. Еднофазна схема на свързване на АТ



Фиг.4. Еднофазна заместваща схема на АТ

За изготвяне на модела е използвана „Т“ схемата от Фиг.4, като уравненията (3-1) са за едната степен, тъй като трансформатора работи включен или на 75% или на 50% и изключен ($\Phi = \Phi_H$), но никога в продължителен режим не работят и двете степени. За токовете и напреженията във веригата могат да се запишат уравненията (3-1),

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{Z}_1 \cdot \dot{I}_1 + \dot{Z}_M \cdot \left(\dot{I}_1 + \frac{\dot{I}_2}{k} \right); \\ k \cdot \dot{U}_2 = \dot{Z}_2 \cdot \frac{\dot{I}_2}{k} + \dot{Z}_M \cdot \left(\dot{I}_1 + \frac{\dot{I}_2}{k} \right); /k \end{cases} \quad (1)$$

като $k = \frac{w_1 + w_2}{w_2} = \frac{U_1}{U_2}$ е коефициента на трансформация на автотрансформатора.

- **Автотрансформатор** - параметрите на първична, вторична намотка и намагнетизиращият контур на АТ са определени опитно по методиката изложена в [2] и [5].

$$Z_1 = R_1 + jX_1; \quad R_1 = \frac{\Delta P_K \cdot U_H^2 \cdot 10^3}{S_{TH}^2}, \Omega / \text{фаза}; \quad X_1 = \frac{u_K \cdot U_H^2 \cdot 10}{S_{TH}}, \Omega / \text{фаза} \quad (2)$$

$$R_{fe} = \frac{U_H^2 \cdot 10^3}{\Delta P_0}, \Omega / \text{фаза}; \quad X_\mu = \frac{U_H^2 \cdot 10^3}{Q_\mu^2} = \frac{U_H^2 \cdot 10^{-1}}{I_0 \cdot S_{TH}}, \Omega / \text{фаза}; \quad (3)$$

където: ΔP_0 и ΔP_K са загубите на празен ход и к.с., kW;
 u_K - напрежението на к.с. в %;
 U_H - номиналното напрежение, V;
 S_{TH} - номинална мощност на трансформатора, kVA;
 Q_μ - намагнетизиращата мощност на трансформатора, kVAr;
 I_0 - ток на празен ход, %.

В табл.2 са показани резултатите от опита на празен ход и к.с.

Таблица 2

Празен ход	U ₀	I ₀	P ₀	cosφ ₀	U ₂	wα	wπ	κτ
свързване	V	A	W	-	V	нав.	нав.	-
1-2-5-3	230	0,4	37	0,402173913	205	480	72	1,15
1-2-6-4	230	0,35	30	0,372670807	190	480	144	1,3

Късо съединение	U _k	I _{k1}	P _k	cosφ _k	I ₂	S _H	S _T	α	R _k	Z _k	X _k
свързване	V	A	W	-	A	VA	VA	-	Ω	Ω	Ω
1-2-5-3	2,3	10,3	23,46	0,990291262	13,3	4100	4100		0,22113	0,2233	0,03104
1-2-6-4	1,2	11	12,63	0,956818182	12,6				0,10438	0,10909	0,03171

R ₁	Z ₁	X ₁	L ₁	R _m	X _m	L _m	Z _m	R ₂	X ₂	L ₂
Ω	Ω	Ω	H	Ω	Ω	H	Ω	Ω	Ω	H
0,0776	0,1323	0,1071	0,0003	1429,7297	628,4033	2,0003	575,2875	0,1026	0,1417	0,0005
0,0209	0,0345	0,0275	0,0001	1763,3333	708,5671	2,2554	657,4714	0,0353	0,0464	0,0001

- **Захранваща система:** номинално напрежение 230V, номинална честота 50Hz, мощност на късо съединение 50MVA (на страна средно напрежение на силовия трансформатор), отношение X/R.
- **Захранващите кабелни линии ниско напрежение** от трафопоста до разпределителната касета са представени с техните активни и реактивни съпротивления, като са пренебрегнати капацитивните проводимости към земя и между фазовите проводници, (R-L модел [6], [7]).

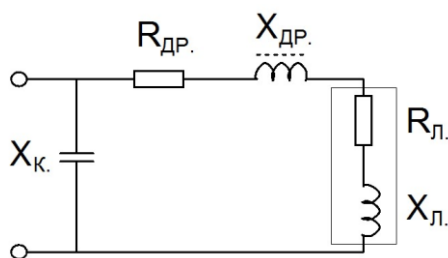
$$Z_{ji} = R_{ji} + jX_{ji}, \Omega \quad (4)$$

като с индекс „i” е означен съответният участък от мрежата (виж фиг.2).

$$R_{ji} = r_0 \cdot l, \Omega; \quad X_{ji} = x_0 \cdot l, \Omega \quad (5)$$

където: r_0 и x_0 са съответно активното и индуктивното съпротивление (Ω/km) за 1км дължина на електропровода, а l е дължината в (m). Специфичните съпротивления се отчитат по фирмен каталог или от справочна литература.

- **Осветително тяло** – ще се представи с R-L верига за баласта и светлинният източник, и капацитета на компенсиращият кондензатор. За различните мощности светлинни източници се използва пускорегулираща апаратура и компенсиращ кондензатор с различни параметри. Параметрите на отделните компоненти се взимат от проспектите на производителя.
- Светлинен източник (Lamp/150W) $Z_{Cii} = R_{Cii} + jX_{Cii}, \Omega$
- Електромагнитен баласт (Ballast) $Z_{Dpi} = R_{Dpi} + jX_{Dpi}, \Omega$
- Компенсиращ кондензатор Ck $Z_{Ki} = 0 + jX_{Ki}, \Omega, \quad X_{Ki} = \frac{1}{\omega \cdot Ck}, \Omega$



Фиг.5. Електрическа схема на ОТ

Таблица 3

Параметрите на отделните компоненти използвани в модела

Елемент	Кабел тип	L, м	R, Ω/km	R, Ω	L, H/km	L, H	X, Ω/km	Z, Ω
Кабелна линия	СВТ 5x6мм2	10	3,08	0,03080	0,00028	0,00280	0,088	0,09323
Кабелна линия	САВТ 5x6мм2	10	4,61	0,04610	0,00028	0,00280	0,088	0,09934
Кабелна линия	САВТ 5x6мм2	30	4,61	0,13830	0,00028	0,00840	0,088	0,164
НЛВН	1x150W	-	-	42,68	-	0,113	-	55,56
Дросел	1x150W	-	-	4,32	-	0,25	-	-
Комп. кондензатор	1x150W	-	-	-	-	18μF	-	176,84

3. СИМУЛАЦИОНЕН МОДЕЛ

На база на изготвения математичен модел на осветителната уредба в среда Matlab/Simulink е изготвен симулационен модел (фиг.6).

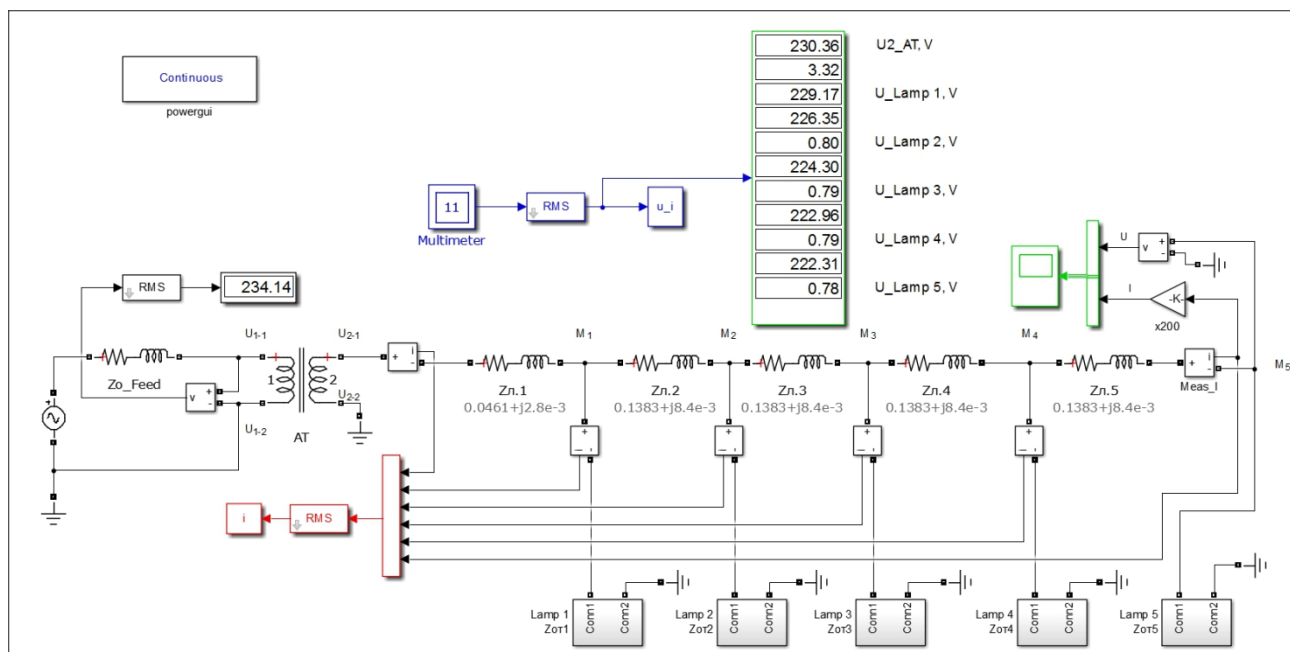
При съставянето на модела за елементите в уличните осветителни уредби, са използвани вградените компоненти в програмната среда, като са отчетени техните стойности по каталожни данни (таблица 3) и са заместени в маската с управляващите параметри на модела. Модела е универсален и дава възможност да се симулират както кабелни така и въздушни електропроводи Н.Н.

Параметрите r_0 , x_0 , l се променят в зависимост от всеки конкретен случай. Могат да се задават произволни комбинации от осветителни тела и пусково регулиращата апаратура.

Пренебрегнати са съпротивленията на комутационни, защитни апарати и разпределителните шини, тъй като са много малки и не оказват съществено влияние на режима на напреженията.

Симулациите се извършват за няколко режима. По зададен времеви график се симулира работа на уредбата при различни хранящи напрежения и степени на димиране.

- Режим на максимално напрежение – съответства на работата на уредбата при хранящо напрежение над номиналното (около 24:00 – 00:30 часа достига максимална ефективна стойност от 245V). Изследва се работата при двете степени на трансформатора.



Фиг.6. Симуляционен модел на ЕС на УОУ

- Режим на номинално напрежение - изследва се работата при двете степени на трансформатора.
- Режим при понижено напрежение – зимно време между 17:30 и 19:30 часа, когато има пикова консумация от битовите потребители.

Следят се напреженията в характерни точки – на изхода на димиращия автотрансформатор - точки U_{2-1} и U_{2-2} , на клемите на всяко осветително тяло (т.М_i). Измерва се тока в клоновете на веригата (т.М_i). По измерените стойности на захранващото напрежение се изчислява светлинният поток на всеки осветител и след това със специализиран софтуер се проверяват какви светотехнически параметри се постигат в съответния режим.

При изчисляването на параметрите на тялото, се използва апроксимиращата крива на функционалната зависимост на мощността и светлинният поток в зависимост от напрежението (фиг.7). За целта е използван полином от 2 ред от вида:

$$y = a_1 \cdot x^2 + a_2 \cdot x + C \quad (6)$$

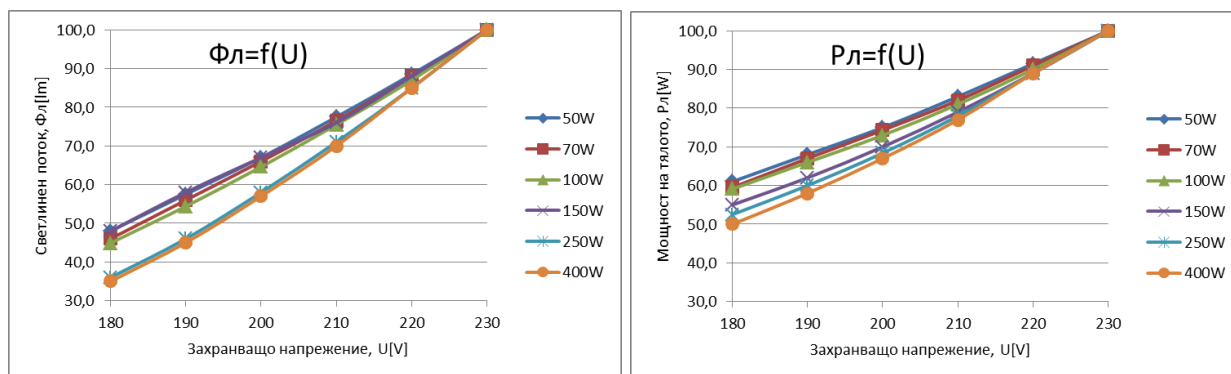
Където - „y“ е функцията която се наподобява, а „x“ е аргумента в случая напрежението „U“.

Коефициентите на полинома по отношение на светлинен поток „Φ“, мощността на осветителното тяло „P_{fixture}“ и на светлоизточника „P_{lamp}“ са показани в табл.4

Таблица 4

y	a1	a2	C
Φ, lm	7,40E-03	-1,18E+00	59,018
P _{lamp} , W	3,50E-03	-2,10E-01	21,34
P _{fixture} , W	4,50E-03	-4,34E-01	37,863

С тях се описва изменението на светлинен поток и мощност на натриева лампа високо налягане 150W при димиране с промяна на захранващото напрежение с автотрансформатор.



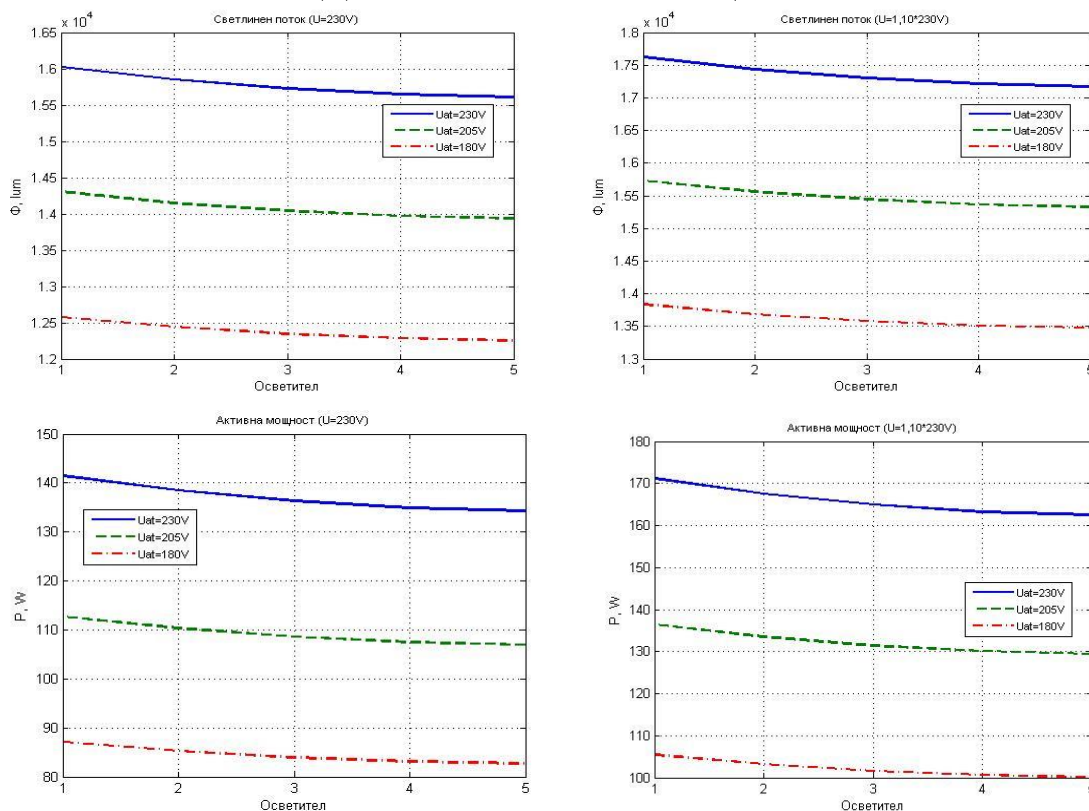
Фиг.7. Енергетични показатели на осветител с НЛВН при димиране

Стойностите на фиг.7 са получени по опитен път, като е изследвано поведението на различни по мощност светлинни източници - натриева лампа високо налягане (НЛВН) и метал халогенни лампи (МХЛ). За разлика от изготвеният в [1] модел, тук е използван модел подобен на реалния осветител, но само за интересувашите ни параметри:

- мощност на уличния осветител $P_{yO}(S_{yO})$, (W)
- светлинен поток Φ_{yO} , (lm).

Изчисляват се разходите за електроенергия, загуби на мощност, времето на работа на всеки осветител при всяка стойност на напрежението и промяната на техническият живот на светлинният източник.

4. ДАННИ ОТ СИМУЛАЦИИТЕ



Фиг.8. Резултати от симулацията на модела при различни напрежения

От фиг.8 се вижда изменението на светлинният поток и в случая на активната мощност на използвания светлинен източник НЛВН (Philips SON T 150W), по протежение на кабелната линия. Най-неблагоприятно по отношение „износване“ е първото осветително тяло. Загубата на напрежение до него е най-малка. Светлинният поток и мощности са близки до номиналните за режима. При последният осветител в линията, заради загуба на напрежение светлинният поток е 10% по-малък. Това налага да се извърши проверка на реализираните показатели на пътното платно [4].

5. ИЗВОДИ

Моделът дава възможност за отчитане на реалните икономии на електрическа енергия вследствие на работата на осветителните тела с понижено захранващо напрежение. Изчислява се увеличаването на ресурса на светлинния източник по времето за работа на всяка една степен на димиране с отчитане на загубата на напрежение до всяко тяло [8]. Тази информация дава възможност да се избере подходящ пусков апарат електронен или електромагнитен тип още на етап проектиране, като при по-големи уредби е задължително изискване възможност за превключване намотките на дросела.

Ползата от димирането е икономия на електроенергия, запазване на ресурса на светлинния източник в началния период на експлоатация, когато уредбата е нова. Удължава се времето, между две групови подмени на светлинни източници в уредбата.

Предложеният метод за изготвяне на модел е достатъчно адекватен, без да се усложнява излишно отчитайки специфични конструктивни особености характерни за всеки конкретен производител и гама от мощности. Получените резултати могат да се използват директно при проектиране на електроснабдителната система на външно осветление.

БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София-2014 г., научен проект в помощ на докторант „*Енергийноефективно електрозахранване на външно осветление*”, договор № 141ПД0009-01/03.04.2014.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рац Н., Рац Е., Пачаманов А. (2005), *Симулационен модел на газоразрядни лампи с високо налягане в програмна среда MATLAB*, сп. Електротехника и електроника, 2005.
- [2] Динов В, *Електрически машини*, С., Техника, 1991.

- [3] Матанов Н., Сидеров С (2004), *Моделиране на влиянието на параметрите на електроснабдителната система върху генерираните хармоници на ток и напрежение от мощни токоизправители*, Минно-геоложки университет “Св. Иван Рилски”, Годишник, том 47, свитък III, Механизация, електрификация и автоматизация на мините, София 2004, стр. 99-104.
- [4] Ivanov, Z. A. (2008), *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.
- [5] Стародубцев Ю. Н., *Теория и расчет трансформаторов малой мощности.*, – М.: ИП РадиоСофт, 2005.–320с.
- [6] Фархи С. Л, Папазов С. П., *Теоретична електротехника част 1*, С., Техника, 1999.
- [7] Черных И. В. (2008), *Моделирование электротехнических устройств в MATLAB. SimPowerSystems и Simulink*, – М.: ДМК Пресс, 2007. – 288 с., ил. (Серия «Проектирование»).
- [8] Пачаманов А, Стоев П. (2014), *Изследване износването на класически светлинни източници и светодиоди при димиране*, VI научна конференция ЕФ 2014, 15 - 17 септември, гр. Созопол, 2014.

Автори: Николай Стефанов Матанов, доцент д-р инж., катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: nsm@tu-sofia.bg; Ангел Саракинов Пачаманов, професор д-р инж., катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pach@tu-sofia.bg, р-л НИИКЛ “Осветителна техника”, www.onilot.com; Петър Стоев, маг. инж., докторант, катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pstoev@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Вълчан Георгиев

ИЗСЛЕДВАНЕ ОПТИЧНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА СРАВНИТЕЛНИ МАТЕРИАЛИ ЗА ОТРАЖЕНИЕ В РАЗЛИЧНИ ГЕОМЕТРИИ НА ИЗМЕРВАНЕ

Гергана Блъскова, Божана Ханджиева-Флориан

Резюме: Представени са резултатите от измерване на спектралните коефициенти на дифузно отражение и яркост на новосъздадени черни и бели сравнителни материали в различни геометрии на измерване. Определени са и колориметричните им характеристики. Направено е сравнение между стойностите, получени за разработените сравнителни материали и вече съществуващи еталони. Оценени са цветовите им разлики. Изследването е проведено в геометрии на измерване - 0/d, d/0 и 45/0 във видимата област на оптичния спектър. Целта е създаване на черни и бели еталони за 0 % и 100 % отражение.

Ключови думи: сравнителен материал, дифузно отражение, коефициент на яркост, геометрия на измерване

RESEARCH OF OPTICAL CHARACTERISTICS OF REFERENCE MATERIALS FOR REFLECTION IN VARIOUS MEASUREMENT GEOMETRIES

Gergana Blaskova, Bojana Handjieva-Florian

Abstract: The results of measuring the spectral diffuse reflectance and spectral luminance factor of the newly created black and white reference materials in various geometries of measurement are presented. Their colorimetric characteristics are defined. A comparison between the values obtained for reference materials developed and existing standards is done. Their color differences are rated. The study was conducted in measuring geometries - 0/d, d/0 and 45/0 in the visible region of the optical spectrum. The aim is to create black and white standards of 0% and 100% reflection.

Keywords: reference material, diffuse reflectance, luminance factor, geometry for reflection measurements

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Стандартът за бяла повърхнина или еталон за коефициент на отражение [1, 3], за който се препоръчва идеален отразяващ разсейвател (СИЕ, 1986) е основен елемент в колориметрията и фотометрията. Той се дефинира като разсейвател с коефициент на отражение единица. За практически цели, еталоните (вторични) за коефициент на отражение, такива като пресован бариев сулфат или

PTFE/polytetrafluoroetylen/политетрафлуороетилен (известен също с търговските имена Algoflon, Halon, Spectralon (синтерован политетрафлуороетилен с ниска плътност)), трябва да се калибрират като идеален отразяващ разсейвател (СІЕ, 1979а; СІЕ, 1979b) за съответната геометрия.

За контрол на качеството на продукцията в много отрасли на промишлеността (полиграфия, текстилна, керамична, хранително-вкусова и др.) се използват спектрофотометри с отразителни приставки. В зависимост от реализираната геометрия на измерване се измерва спектрален коефициент на дифузно отражение или спектрален коефициент на яркост. За гарантиране на точни резултати е необходимо тези средства за измерване (СИ) предварително да се настройват и калибрират. Това се прави с помощта на сравнителни материали (СМ) за 0 % отражение, които представляват черни еталони, изработени от керамика, плат (кадифе), подложки с композитни покрития и др. За 100 % отражение се използват бели еталони, изработени от млечно стъкло, керамика, политетрафлуоретилен и др.

Спектралният коефициент на дифузно отражение е величина, която представлява отношение на спектралния отразен лъчист поток към падналия [1]. Означава се с $\rho(\lambda)$.

Спектралният коефициент на яркост е величина, която представлява отношение на спектралната яркост на несамосветещо тяло към тази на идеалния Ламбертов отразител при еднакви условия на облъчване [1]. Означава се с $\beta(\lambda)$.

Посредством спектралните коефициенти е възможно да се изчисли интегралният коефициент на яркост β на СМ, който във фотометрията може да се използва за възпроизвеждане на единицата за яркост [1].

$$\beta = \frac{\int_{\lambda=380nm}^{\lambda=780nm} \varphi(\lambda)V(\lambda)\beta(\lambda)d\lambda}{\int_{\lambda=380nm}^{\lambda=780nm} \varphi(\lambda)V(\lambda)d\lambda} \quad (1)$$

Яркостта L на елемента A от дадена повърхнина в дадена посока, сключваща ъгъл ν с направлението към източника на светлина е равна на отношението на интензитета на излъчваната от елемента светлина I към проекцията на лицето му σ^\perp върху равнина, перпендикулярна към тази посока[2]:

$$L_\nu = \frac{I_\nu}{\sigma^\perp \cos \nu} \quad (2)$$

Коефициентът на яркост е отношение на лъчистата яркост на несамосветещо тяло към тази на идеалният отразител ($\rho = 1$) при еднакви условия на облъчване (в дадена точка от повърхността ѝ в дадена посока)

$$\beta_\nu = \frac{L_\nu \pi}{E} \quad (3)$$

откъдето:

$$L_\nu = \frac{\beta_\nu E}{\pi} \quad (4)$$

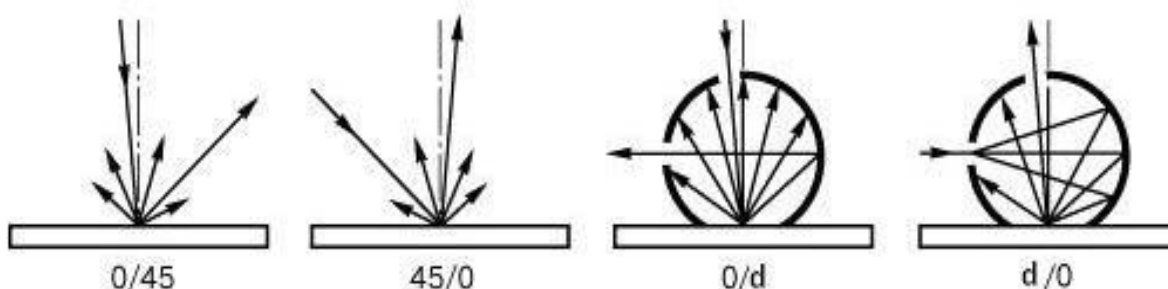
Единицата за яркост е кандела на квадратен метър ($cd.m^{-2}$) в международната системата “SI”.

2. ОПИСАНИЕ

Разработени са четири броя бели сравнителни материали във вид на керамични плочки. Условно те са означени с W1, W2, W3 и W4. Целта е тези новосъздадени СМ да послужат като еталони за 100 % спектрален коефициент на дифузно отражение.

Разработени са два броя черни сравнителни материали. Първият от тях условно е наречен „черна проба” и представлява метална подложка, върху която е нанесено композитно черно покритие. Вторият, наречен „черно” е метална пластина върху която галванично е отложено черно хромово покритие с интерфейсен слой за повишаване на механичната здравина. Целта е тези материали да се изследват и да се сравнят метрологичните им характеристики с вече съществуващи еталони. При получаване на добри резултати новосъздадените СМ да се използват като еталони за 0 % отражение.

Проведени са измервания на спектралните коефициенти на дифузно отражение и яркост на новосъздадените черни и бели СМ и налични еталонни СМ. Определени са и колориметричните им характеристики. Направено е сравнение между стойностите, получени за разработените СМ и измерените съществуващи еталони. Оценени са цветовете им разлики. Изследването е проведено в различни геометрии на измерване - 0/d, d/0 и 45/0, препоръчвани от СІЕ [3] и графично представени на фиг.1.



Фиг.1. Препоръчвани от СІЕ геометрии на измерване [3].

Докато двете дифузни геометрии на измерване 0/d и d/0 са важни предимно за колориметрията, насочената геометрия 45/0 представлява интерес и за фотометрията, като възможност за възпроизвеждане и предаване единицата за яркост, съгласно аналитичните зависимости (2) и (3).

Актуалните препоръчвани от СІЕ геометрии на измерване на отражение са девет [3], отчитайки преминаване от 0 градуса насочена осветеност/отражение към 8 градуса и с включена или изключена огледална компонента. Тези нови тенденции са реализирани в използваните СИ:

- еталонна система за спектрален коефициент на дифузно отражение, състояща се от спектрофотометър UV-Vis-NIR Cary 5000 и външна приставка за дифузно отражение DRA 2500 (External Diffuse Reflectance Accessory) [4]. Всички измервания са проведени при сканиране със стъпка 10 nm, спектрална шири-

на на процепа 2 nm, време за натрупване на сигнала 0,5 секунди и намалена височина на процепа.;


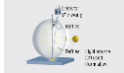

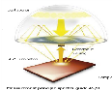
- спектрофотометър “Color-Eye 2180” [5] - компактен стационарен уред за измерване на яркост и цвят;

- спектрофотометър “spectro-guide 45/0 gloss” [6] - компактен стационарен уред за измерване на яркост и цвят.

Техническите данни за използваната апаратура са дадени в следната таблица:

Табл.1.

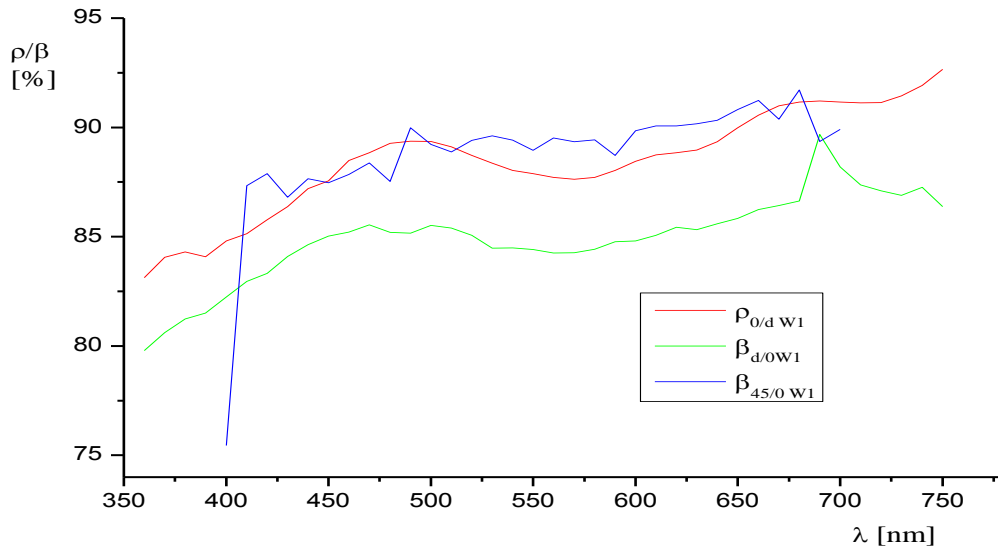
Спецификация на използваните СИ

Спектрофотометър (колориметър)	Тип	Спектрален диапазон [nm]	Геометрия на измерване / диаметър на интегриращата сфера	Измерително поле [mm]
UV/Vis/NIR Cary 5000/ VARIAN, Австралия приставка за дифузно отражение 0/d external DRA 2500/ Labsphere, САЩ	Cary 5000 external DRA 2500	175÷3300 200÷1200	технически изпълнена 8°/d Ø 150 / Spectralon (пресован PTFE)	38
Color-Eye 2180 / ”GretagMacbeth”, Швейцария – САЩ 	CE 2180	360 ÷ 750	d/8° Ø 50 / BaSO ₄ 	10
“spectro-guide 45/0 gloss” / "BYK-Gardner", Германия 	spectro-guide 45/0 gloss	400 ÷ 700	технически изпълнена 45°a/0° 	11

3. РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗМЕРВАНИЯТА

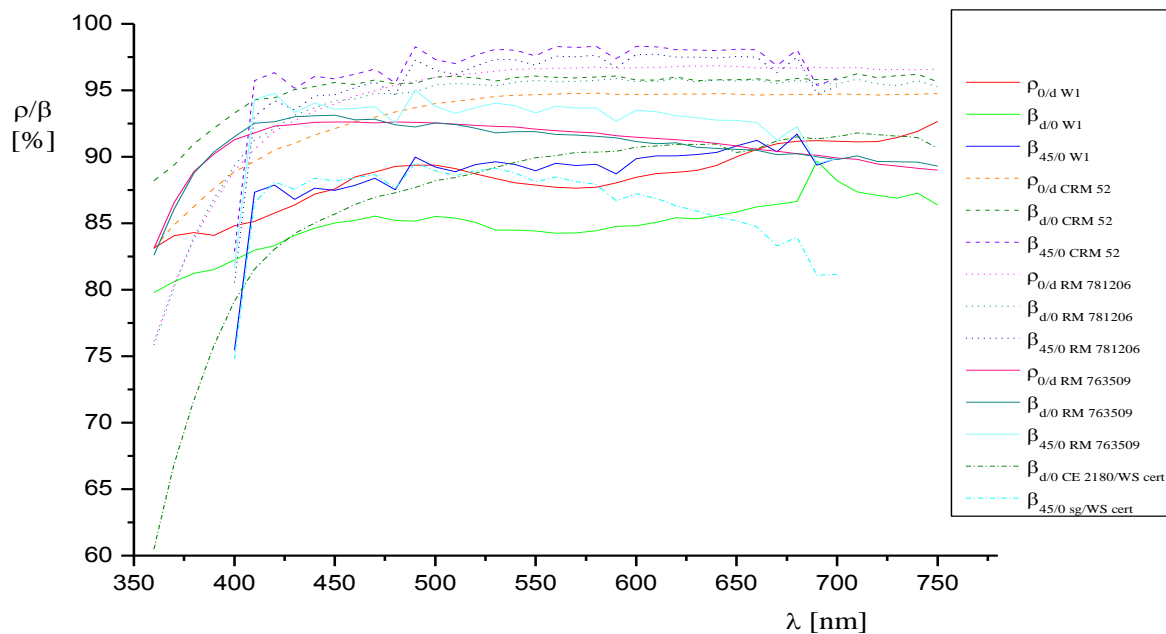
За всички сравнителни материали са направени многократни независими измервания във видимата спектрална област при следните условия на заобикалящата среда: температура от 20 °С до 25 °С и относителна влажност на въздуха от 20 % до 65 % .

На фиг.2 са приведени резултатите от измерване с трите СИ в различни геометрии на бял сравнителен материал W1. Всяка една от кривите е получена, като са използвани средноаритметичните стойности от многократните измервания за $\rho(\lambda)$ и $\beta(\lambda)$.



Фиг.2. Спектрален коефициент на дифузно отражение/яркост на бял сравнителен материал W1.

На фиг.3 е направено сравнение между W1 и белите еталонни плочки на спектрофотометър “Color-Eye 2180” [5] и спектрофотометър “spectro-guide 45/0 gloss” [6], както и налични еталони CRM 52-12-68 (CRM 52), RM 763509 (90%) и RM 781206 (95%) [7]. Последните два са стандарти съответно за отражение от окомплектовката на рефлектотометър тип LEUKOMETER [7], произведени в Carl Zeiss – Jena. CRM 52 е изготвен от млечно стъкло с матова повърхност, тип MC-20 (97%) и е произведен в Русия. Той се използва при предаване на единицата за $\rho(\lambda)$ от еталона на Националния институт по метрология (PTB) на Германия.

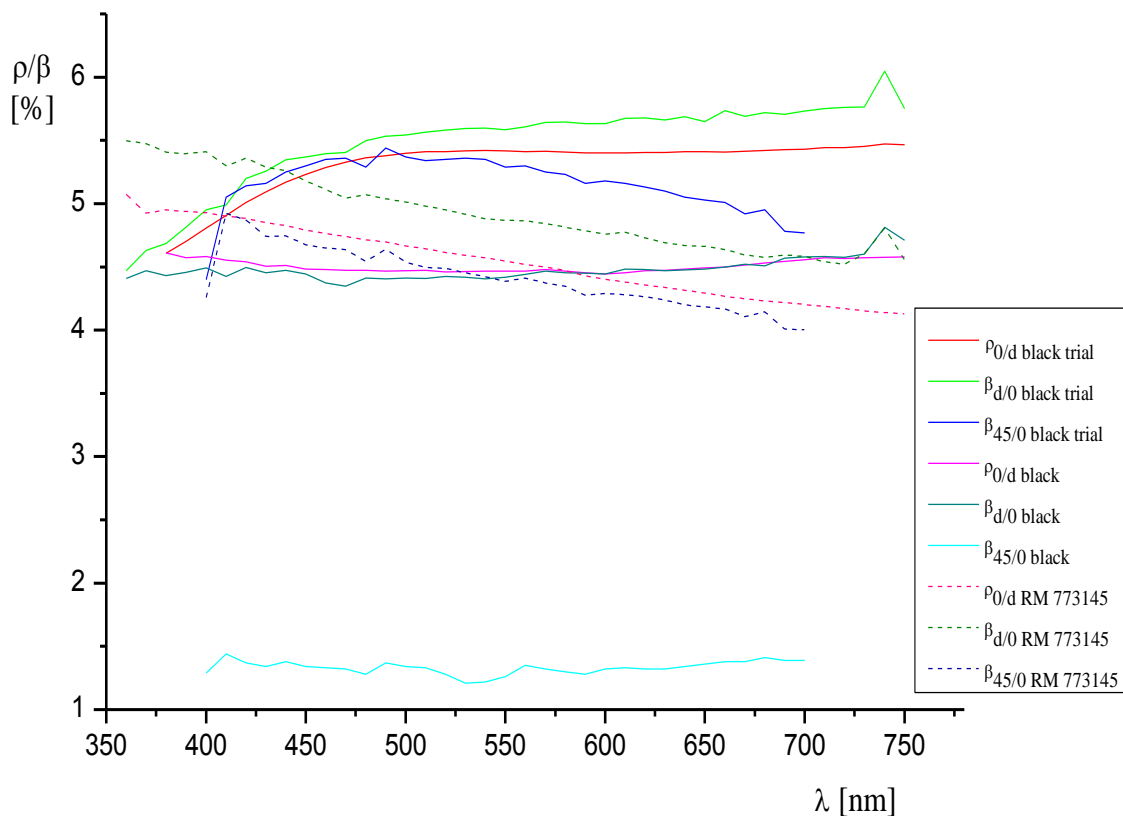


Фиг.3. Спектрален коефициент на дифузно отражение/яркост на бели СМ.

Графиките показват, че стойностите за $\rho(\lambda)$ и $\beta(\lambda)$ на сравнителен материал W1 са сравними с тези на еталоните и хода на кривите е приблизително еднакъв за съответните геометрии на измерване. Особено близки са кривите за W1 и RM763509, докато данните от сертификата на белите еталонни плочки на двата спектофотометър/колориметър почти се припокриват с аналогичните за CM W1 в спектралната област от 400 nm до 600 nm. Подобни резултати се получават и за останалите бели сравнителни материали W2, W3 и W4.

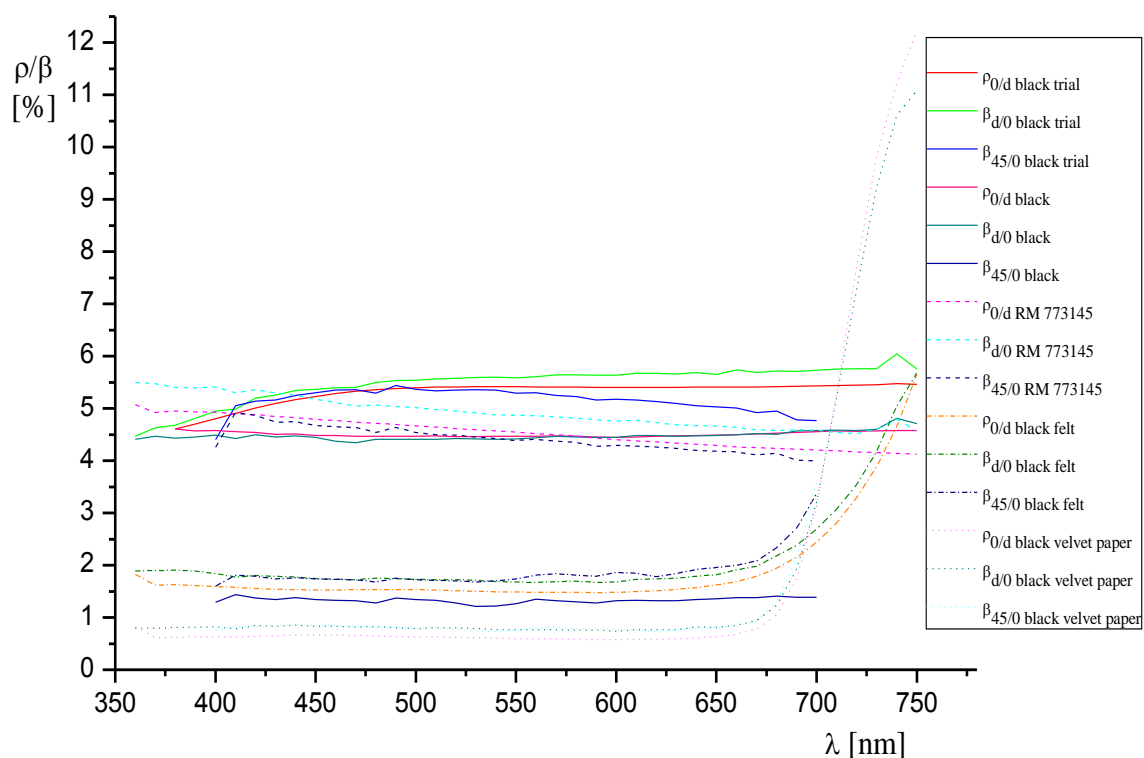
Интерес представлява и почти припокриването на кривите на CM RM763509 и RM781206 за двете дифузни геометрии 0/d и d/0, което е потвърждение на твърдението в [7], че за съвършено матови повърхности е в сила приблизително равенството $\rho_{0/d} = \beta_{d/0}$. Това отнася тези CM към групата на хомогенни материали с почти ламбертово отражение, за които коефициентът на отражение $\rho(\lambda)$ в геометрия 0/d и коефициентът на яркост $\beta(\lambda)$ в геометрия d/0 са идентични в рамките на неопределеността на измерването [9, 10].

На фиг.4 и фиг.5 са приведени резултатите от измерване на черни сравнителни материали.



Фиг.4. Спектрален коефициент на дифузно отражение/яркост на черни CM

Графичното представяне показва предимствата на CM "черно" пред CM "черна проба" с по-ниските стойности на $\rho(\lambda)$ и $\beta(\lambda)$, както и с близостта си с данните за стандарта RM 773145 (Schwarzeplatte/черна пластина) (~ 5%) [7].

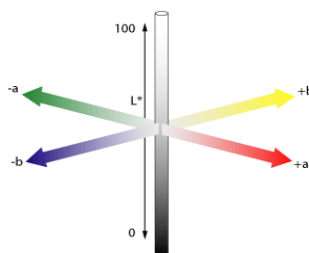


Фиг.5. Спектрален коефициент на дифузно отражение/яркост на черни СМ.

Графиките на фиг.5 показват, че стойностите за $\rho(\lambda)$ и $\beta(\lambda)$ на черните СМ се доближават най-много до тези на еталон RM 773145 и хода на кривите е приблизително еднакъв за съответните геометрии на измерване. Стойностите за $\beta(\lambda)$ в геометрия 45/0 на СМ „черно” са по-ниски от останалите, защото той съдържа и огледална компонента. Еталоните „black felt” [7] и „black velvet paper” са с различна структура и затова кривите им се отличават от останалите.

Колориметричните характеристики на изследваните СМ са определени от измерените стойности на $\rho(\lambda)$ и $\beta(\lambda)$. За изчисляването им е използван програмен продукт Color iQC Basic, който управлява компютърно спектрофотометър “Color-Eye 2180” [5] и програмен продукт BYKWARE easy-link на спектрофотометър “spectro-guide 45/0 gloss” [6].

В табл.2 и табл.3 са представени резултатите за равноконтрастно пространство на цветовете CIE 1976 ($L^* a^* b^*$) (правоъгълна координатна система с оси L^* , a^* , b^*) [3]



Фиг.6. Колориметрична система CIE 1976 ($L^* a^* b^*$).

Цветовата разлика ΔE^* е изчислена по формулата [3]:

$$\Delta E^* = \sqrt{(\Delta L^*)^2 + (\Delta a^*)^2 + (\Delta b^*)^2} \quad (5)$$

За колориметричната система CIE 1976 ($L^* a^* b^*$) е известно съотношението:

$$\Delta E^* \approx 2,3 \quad (6)$$

съответстващо на почти незабележима разлика между два цвята / JND (just noticeable difference) [8].

За еталон при белите CM, условно е приет RM 763509, стандарт за 90 % отражение [7]. Основание за това е факта, че съгласно фиг.3 неговите отражателни характеристики са най-близки до изследваните бели CM. Спрямо него са изчислени цветовите разлики ΔE^* за всички останали бели CM.

Табл.2.

Колориметрични характеристики на бели CM за стандартен колориметричен наблюдател CIE 1931 (2°) [3]

CM	Колориметрични характеристики	CIE стандартно лъчение $D_{65}/2^\circ$		
		d/0	0/d	45/0
		Color-Eye 2180	Cary 5000/ external DRA 2500	spectro-guide 45/0 gloss
RM 763509	L^*	96.70	96.81	97.44
	a^*	-0.25	-0.40	-0.32
	b^*	-0.78	-0.40	-0.08
W1	L^*	93.78	95.31	95.74
	a^*	0.20	-0.15	-0.18
	b^*	-0.08	0.36	1.17
	ΔE^*	3.04	1.70	2.10
W2	L^*	93.36	94.84	95.00
	a^*	0.08	-0.16	-0.27
	b^*	-0.43	-0.19	0.84
	ΔE^*	3.38	2.00	2.60
CRM 52	L^*	98.40	97.84	99.17
	a^*	-0.20	-0.56	-0.37
	b^*	0.35	1.57	1.21
	ΔE^*	2.04	2.23	2.14
RM 781206	L^*	98.26	98.63	98.88
	a^*	-0.36	-0.56	-0.44
	b^*	1.04	1.64	1.57
	ΔE^*	2.40	2.73	2.18

Получените цветови разлики за CM W1, както и за CRM 52, RM 781206 са съизмерими с условието за почти незабележима разлика между два цвята съгласно (6).

За еталон при черните СМ условно е приет сравнителния материал RM773145 (черна пластина) от окомплектовката на рефлектometer тип LEUKOMETER [7], отчитайки хода на графиките на фиг.5.

Табл.3.

Колориметрични характеристики на черни СМ за стандартен колориметричен наблюдател CIE 1931 (2°) [3]

СМ	Колориметрични характеристики	CIE стандартно лъчение D ₆₅ /2°		
		d/0	0/d	45/0
		Color-Eye 2180	Cary 5000/ external DRA 2500	spectro-guide 45/0 gloss
RM 773145	L*	26.22	25.33	24.94
	a*	-0.09	-0.35	-0.20
	b*	-1.39	-1.33	-1.46
Black felt	L*	14.14	12.62	14.25
	a*	0.56	0.36	0.99
	b*	-0.41	-0.36	0.38
	ΔE*	12.13	12.77	10.70
Black velvet paper	L*	7.26	5.46	7.04
	a*	0.43	0.37	0.67
	b*	-0.59	-0.79	-0.88
	ΔE*	18.98	19.89	17.72
Cherna proba	L*	28.47	27.86	27.49
	a*	-0.15	-0.43	-0.81
	b*	1.11	0.80	-0.06
	ΔE*	3.36	3.31	3.11
Cherno	L*	25.13	25.16	11.23
	a*	0.23	0.06	0.69
	b*	0.05	-0.12	-0.54
	ΔE*	1.83	1.29	13.56

От всички изследвани СМ цветовите разлики само за СМ "черно" за двете дифузни геометрии на измерване d/0 и 0/d изпълняват условието почти незабележима разлика между два цвята.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализирайки резултатите от проведените измервания за спектрален коефициент на дифузно отражение $\rho(\lambda)$, спектрален коефициент на яркост $\beta(\lambda)$, получените данни за колориметричните характеристики, малката цветова разлика в различни геометрии на измерване - 0/d, d/0 и 45/0 и съпоставката с вече съществуващите еталони, може да се направи извод, че новоразработените бели и черни сравнителни материали могат да се използват като еталони за 0 % и 100 % коефициент на отражение.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] ISO 80000-7:2008(en) *Quantities and units - Part 7: Light*
- [2] IEC 60050, *International electrotechnical vocabulary; chapter 845: lighting*
- [3] CIE Publ. 15:2004, *Colorimetry*, ISBN 3 901 906 33 9, 2004
- [4] *Техническа документация и инструкция за работа със спектрофотометър UV/Vis/NIR Cary 5000, external DRA 2500 и internal DRA 2500 приставки на фирмата "VARIAN"*, Австралия
- [5] *Техническа документация и инструкция за работа със спектрофотометър тип Color-Eye 2180 на фирмата "GretagMacbeth"*, Швейцария – САЩ
- [6] *Техническа документация и инструкция за работа със спектрофотометър тип "spectro-guide 45/0 gloss" на фирмата "BYK-Gardner"*, Германия
- [7] *LEUKOMETER Gebrauchsanleitung (инструкция за работа) на фирмата "Carl Zeiss JENA"*, Германия
- [8] G. Sharma, *Digital Color Imaging Handbook*, CRC Press, ISBN 084930900X, 2003
- [9] W. Erb, *Helmholtz reciprocity theorem for diffuse reflection*, Optik 48, 425 – 438, 1977
- [10] W. Erb, *Diffuse-directional radiance factor or reflection standards*, Metrologia 34, 431 – 432, 1997

Автори: Гергана Блъскова, маг. физ., главен експерт от Български Институт по Метрология – София, E-mail adress: g.blaskova@bim.government.bg; Божана Ханджиева-Флориан, д-р, главен експерт от Български Институт по Метрология – София, E-mail adress: b.florian@bim.government.bg

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: гл. ас. маг. инж. Калинка Тодорова

ИЗСЛЕДВАНЕ ИЗНОСВАНЕТО НА КЛАСИЧЕСКИ СВЕТЛИННИ ИЗТОЧНИЦИ И СВЕТЛОДИОДИ ПРИ ДИМИРАНЕ

Ангел Пачаманов, Петър Стоев, Тихомир Славчев, Даниел Кайцанов

Резюме: *Формулирани са задачи за компютърна симулация на групово димиране на осветители с НЛВН с автотрансформатор и на светодиодни осветители по контур "константен ток" - с електронен и електромагнитен групов драйвер. Изложен е модел за обосновка на срока на възвращаемост на допълнителните инвестиции за индивидуални електронни балласти, самонастройващи се за режим димиране по дължината на нощта.*

Ключови думи: *групово и индивидуално димиране на осветители с натриеви лампи и светодиоди*

STUDY OF WEAR CLASSIC LIGHT SOURCES AND LEDS BY DIMMING

Angel Pachamanov, Peter Stoev, Tihomir Slavchev, Daniel Kaytsanov

Abstract: *Tasks are formulated for computer simulation of a group of lighting with dimmer HPSL with transformer and LEDs lighting contour "constant current" - in electronic and electromagnetic driver group. Set a model to explain the term of return on the additional investment for individual electronic ballasts sensing mode dimming along the night.*

Keywords: *Group and individual dimming of lighting with sodium lamps and LEDs*

1. ПРОБЛЕМЪТ ...

Проблемът с еднаквото износване на светлинните източници (СИ) в зависимост от режима, на който работят, не е нов [1]. Груповият ресурс на СИ при прилагане на съвременната организация за групова подмяна с цел икономия на труд и механизация се определя от тези, които работят в най-неблагоприятен режим. При класическите осветители с НЛВН определящи са осветителите, подложени на най-високо напрежение – в началото на линията. Изследването на режимите чрез компютърно моделиране на уредбата при въведени параметри на захранващите линии позволява чрез използване на известни зависимости между захранващо напрежение и живот на СИ да се определи най-подходящият момент на групов подмяна, така че годишните разходи за осветление TAV (Total Annual Value) да бъдат минимални:

$$TAV = C_{EN} + C_{MAINT} + C_A, \quad (1)$$

където C_{EN} са разходи за електрическа енергия, C_{MAINT} - разходи за поддръжка, C_A – вноска за връщане на изтегления кредит.

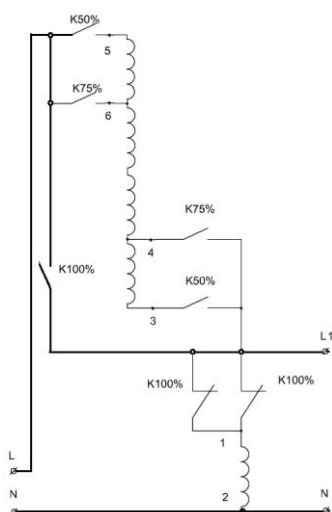
Този въпрос добива още по-голямо значение при съвременните интелигентни системи на управление, при които режимът на работа на СИ се променя по няколко пъти през нощта [2].

2. КАК НАЙ-ЛЕСНО СЕ РЕШАВА ПРОБЛЕМЪТ ...

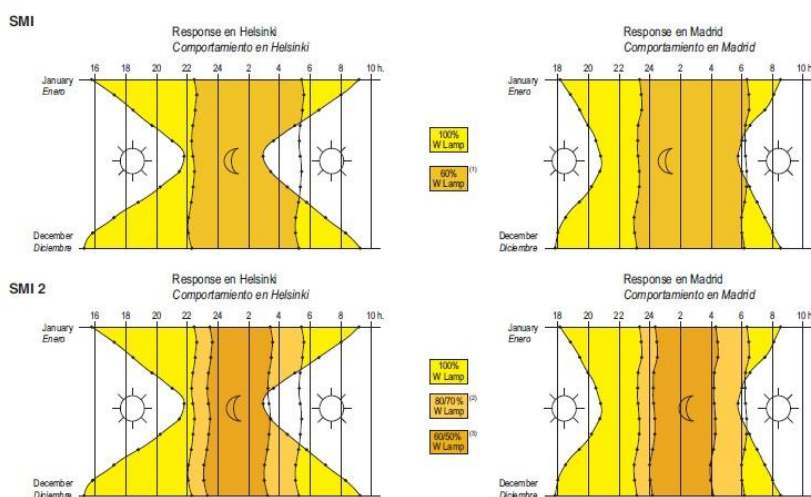
Сложността на проблема с нееднаквото износване на НЛВН наложи използване на електронни баласта, гарантиращи стабилизирани режим на работа на СИ, независимо от нивото на захранващото напрежение [3]. Този тип електронни баласта използват вграден микропроцесор, който димира лампата на база текущо записване в енергонезависима памет на продължителността на нощта. С тях се гарантира и контрол на вентилния ефект, с което ресурсът на класическите НЛВН се увеличи значително. Чрез допълнително прилагане на димиране след полунощ, освен че се намаляват разходите за електроенергия, значително се намаляват разходите за труд и механизация.

3. КАКЪВ Е КОМПРОМИСЪТ ...

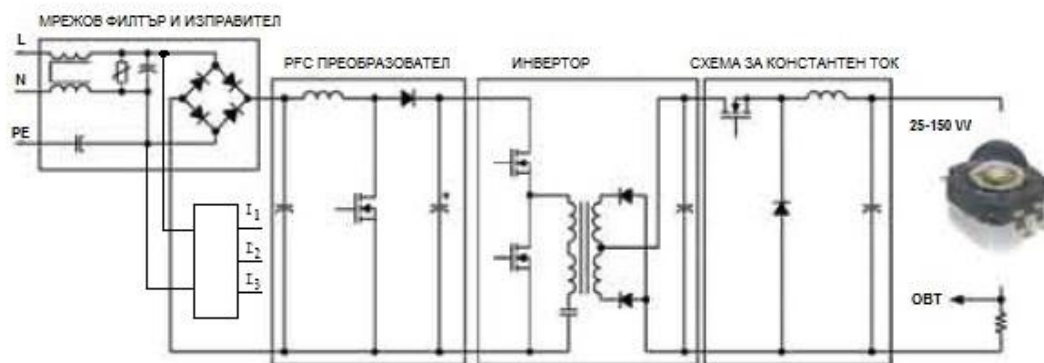
Все още уредбите с интелигентни индивидуални електронни баласта не са конкурентноспособни по цена на уредби с групово димиране по касети с автотрансформатор (фиг.1). Поставя се въпросът при каква цена на енергията и разходи за труд и механизация груповото димиране става неизгодно? За какъв период допълнителните капитални вложения за прилагане на интелигентни индивидуални електронни баласта (фиг.2 и фиг.3) ще се изплатят с цената на спестената енергия и намалените разходи за труд и механизация? Очевидно основна роля тук има съотношението на цените за електроенергия и труд в конкретната страна.



Фиг.1. Димиращ АТ с байпас (K100% - разгарянето е винаги през него) и 2 степени на димиране – 75%Фн и 50%Фн [4].



Фиг.2. Годишно изменение на продължителността на нощта за Хелзинки и Мадрид, зложено при електронни баласта за две и три нива на димиране на потока [3].



Фиг.3. Блокова схема на групов и индивидуален „интелигентен” драйвер за LED осветители с три нива на потока 100/70/50% или 100/70/20% Фн [5,6].

По подобен начин стои и въпросът с груповото димиране на светодиодни осветители с електронен и електромагнитен драйвер. Независимо от по-големите размери и загуби на енергия, последният е по-надежден и предварително не може да се определи дали цената на енергията ще надделее над цената на труда за ремонт и подмяна на електронен драйвер.

4. КАК ДА СЕ РЕАЛИЗИРА ИЗСЛЕДВАНЕТО ...

Така формулираните задачи за компютърна симулация на работата на система за групово димиране на осветители с НЛВН с автотрансформатор и на система "константен ток" за светодиодни осветители ще позволи да бъдат получени изходните данни за технико-икономическа обосновка за срока на възвращаемост на допълнителните инвестиции при индивидуално димиране за двата вида светлинни източника.

За да се сравнят два варианта и да се определи дали по-скъпа осветителна уредба е за предпочитане заради по-малки годишни разходи, двата варианта се сравняват по критерии срок на възстановяване на допълнителните инвестиции за скъпия спрямо по-евтиния вариант. Ако Вариант 1 е с по-малки инвестиции (начален капитал) K_1 ($K=PP$ - Purchase Price включва покупната цена на съоръженията, монтажът им и пусково-настроечните работи), годишните разходи за него са C_1 (електроенергия, поддържане на уредбата и др.). Във Вариант 2 е инвестиран по-голям начален капитал K_2 , но затова той е с по-малки годишни разходи C_2 . Срокът t в години за възстановяване на допълнителните инвестиции $\Delta K=K_2-K_1$ с разликата в годишните разходи $\Delta C=C_1-C_2$ е:

$$t=(K_2-K_1)/(C_1-C_2). \quad (2)$$

Ако t е по-малък от живота на уредбата по-скъпият вариант може да се приеме, но ако t е по-голям от живота на уредбата, това означава, че е неизгоден, тъй като допълнителните инвестиции не се изплащат за живота на уредбата с разликата в годишните разходи $\Delta C=C_1-C_2$.

В практиката се е наложило правило, че мероприятията за енергийна ефективност са изгодни, ако допълнителните капитални вложения се изплащат за $\frac{1}{4}$ до $\frac{1}{2}$ от

живота на уредбата. При период на възвращаемост над $\frac{1}{2}$ от живота на уредбата трябва да се търси друго решение.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Въпреки съществуващата тенденция за покачване на цената на електрическата енергия и труда, и намаляване на разходите за механизация, все още у нас е по-изгодно груповото димиране по улични касети. В случай на захранване на уредби на различни класове улици [2, 3], индивидуалното димиране с интелигентни електронни баласты е без алтернатива при положение те се изплащат до $\frac{1}{2}$ от живота на уредбата със спестените разходи за енергия, светлинни източници, механизация и труд.

8. БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София-2014 г., научен проект в помощ на докторант „*Енергийно ефективно електрозахранване на външно осветление*”, договор № 141ПД0009-01/03.04.2014.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Technical Report Road lighting, Final Draft 13201–1,2,3,4,5, August 2013
- [2] Пачаманов А., К. Христов, Д. Павлов, Д. Кайцанов. Мезопични нива на осветеност и възможности за повишаване на енергийната ефективност на осветлението на малки населени места. VI научна конференция ЕФ 2014, 15 - 17 септември, 2014 г. гр. Созопол
- [3] Electronic ballasts with power control SMI for high pressure sodium vapour lamps encapsulated type BE-EN HPS-SMI 220-240V (SMI AND SMI2 TECHNOLOGY - WITHOUT COMMAND WIRES)
- [4] Пачаманов А., П. Стоев, К. Христов, Д. Кайцанов. Управление на улично осветление при съвместна работа на конвенционални и LED осветители. VI научна конференция ЕФ 2014, 15 - 17 септември, 2014 г. гр. Созопол
- [5] International Rectifier, Peter B. Green – The Multi-Stage Off Line LED Driver, LED Professional Review 11-12/2010, p.52-54, www.led-professional.com
- [6] Христов К., Д. Кайцанов, А. Пачаманов. Драйвери за адаптивно димиране на светодиодни осветители. VI научна конференция ЕФ 2014, 15 - 17 септември, 2014 г. гр. Созопол

Автори: Ангел Саракинов Пачаманов, професор д-р инж., катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pach@tu-sofia.bg, р-л НИИКЛ “Осветителна техника” (www.onilot.com); Петър Стоев - маг. инж., докторант в катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София; Тихомир Славчев - маг. инж., докторант в катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София; Даниел Кайцанов - маг. инж., техн. директор във фирма за производство на светодиодни осветители.

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Захари Иванов

СЪВРЕМЕННИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ВЪНШНОТО ОСВЕТЛЕНИЕ

Кирил Късев, Николай Василев

Резюме: Докладът има за цел да представи потенциала за развитие на системите за управление на външното осветление с отчитане на последните новости в областта на информационните и комуникационни технологии. Извършен е преглед на традиционните методи и средства за статично и хибридно управление. Описани са възможностите за използване на адаптивно управление на външното осветление и преход към "облачни" технологии.

Ключови думи: управление на външно осветление, телеуправление, телеконтрол, димиране, облачни технологии

CONTEMPORARY OUTDOOR LIGHTING CONTROL SYSTEMS

Kiril Kassev, Nikolay Vassilev

Abstract: The paper focuses on the current state and future trends towards the outdoor lighting control systems design taking into account the latest advances in information and communication technologies. A review of conventional methods of both static and hybrid control has been carried out. The advantages of an adaptive (intelligent) outdoor lighting control have been presented with respect to cloud computing technologies and applications.

Keywords: outdoor lighting control, telemanagement, dimming, cloud computing

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Светлотехническата промишленост непрекъснато подобрява качеството, ефективността и трайността на светлотехническите източници, баласта, осветители, стълбове и цялата елементна база на външните осветителни уредби. Едновременно с това се актуализира и нормативната база. Досега управлението на външното осветление беше много консервативно и очевидно трябва да се „революционизира“ чрез модерни решения за цифров контрол и управление. През последните 10 години доминиращо се утвърдиха две главни насоки в модернизацията на съвременното външно осветление: динамично „навлизане“ на светодиодите в уличното и художествено архитектурното осветление; широко популяризиране и внедряване на нова система за адаптивно (динамично) управление на външното осветление.

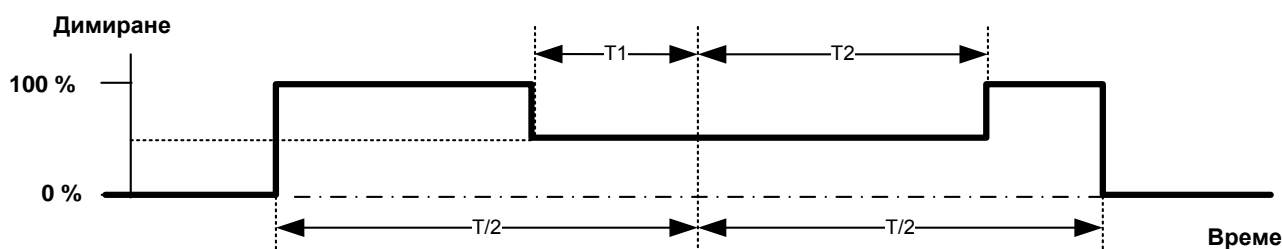
Системите за управление на външното осветление са първостепенен фактор за неговото качество и енергийна и експлоатационна ефективност. Изпълняват се

основни задачи, като включване и изключване на осветителните уредби, регулиране на интензивността на осветлението, контрол на състоянието на елементите на осветителните уредби. В зависимост от вида на контролираните условия, от които зависи осветлението и съблюдаване на техния «времеви график» намират приложение три системи за управление: статична, хибридна и динамична [1–4].

2. СТАТИЧНА И ХИБРИДНА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ВЪЗМОЖНА КОРЕКЦИЯ НА ВРЕМЕВИЯ ГРАФИК

Статична система за управление

На фиг.1 е показан фиксиран във времето график за включване, изключване и регулиране на улично осветление при статично управление. Часовете на включване, изключване и регулиране на осветлението са предварително зададени и следователно системата не отчита възможни промени в метеорологичната обстановка и динамиката на транспортния трафик или извънредни пътнотранспортни ситуации.



Фиг.1. Планиран график във времето за включване и изключване на улично осветление.

Това е най-разпространената и най-евтина система за управление на външно осветление. Тя функционира надеждно, но без обратна връзка за контрол на изпълнението на подадените команди и с ограничени възможности – включване, изключване и фиксирано регулиране на осветлението.

Хибридна система за управление с възможна корекция на времевия график

В хибридната система графикът за включване, изключване и регулиране на осветлението е съобразен с промяната на външни фактори. Светлинните източници работят в зададена времева програма в резултат от измерените действителни стойности на осветеностите от районните фотоклетки или в централния диспечерски пункт.

В хибридната система корекцията на времевия график може да се извърши от централно място. Комуникацията е еднопосочна и то само в случаите на препрограмиране. Липсва обратна връзка между димиращото устройство и управляващия елемент в касетата за улично осветление, респ. диспечерския център.

3. ТРАДИЦИОННИ МЕТОДИ И СРЕДСТВА ЗА СТАТИЧНО И ХИБРИДНО УПРАВЛЕНИЕ НА УЛИЧНО ОСВЕТЛЕНИЕ

Уличното осветление у нас се включва и изключва в зависимост от нивото на естественото осветление, като за целта се използват следните методи и средства:

От часовник в касетата за улично осветление се подава сигнал за включване обикновено 30 мин. след залез слънце и изключване, респективно 30 мин. преди изгрев слънце. Различното време на изгрев и залез на слънцето през годишните сезони се съобразява напр. чрез специална „астрономическа шайба” към часовника. В този случай се осъществява групово управление на уличното осветление. Поради евентуални грешки в показанията на часовниците е възможно различно по време включване и изключване на осветлението.

Съвременен алтернативен изпълнение на часовниковото управление успешно се реализира с *електронни календарни контролери*. Те също се монтират в касетите за улично осветление или в трансформаторен пост.

С *фотоклетка* се измерват осветеностите $E_{вкл}$, при която се включва и $E_{изкл}$, при която се изключва осветлението. Сигналят се подава от касетата за улично осветление или от съответното разпределително табло в трансформаторния пост. Отново се реализира групово управление на уличното осветление. Поради различното местоположение на фотоклетките и тяхното замърсяване са възможни отклонения в измерените осветености, а също и във времената на включване и изключване на осветлението.

Централно радиоканално включване и изключване на осветлението. Сигналят се изпраща от централен диспечерски пункт, където се следи нивото на осветеност, и се приема с антени от съответните трансформаторни постове или касети за улично осветление. Възможно е управляващият сигнал да бъде изпратен по електрозахранващите кабелни линии 400/230V. Връзката е симплексна – данните се предават само в една посока, както и в описаните по-горе три начина. Следователно не може да се осъществи верификация и защита на данните, както и контрол на осветителите. В случай на аварийно прекъсване на електрозахранването в даден участък, след неговото възстановяване осветлението не се включва. Необходимо е да се подаде управляващ сигнал от диспечерския център.

4. ДИНАМИЧНА (АДАПТИВНА) СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

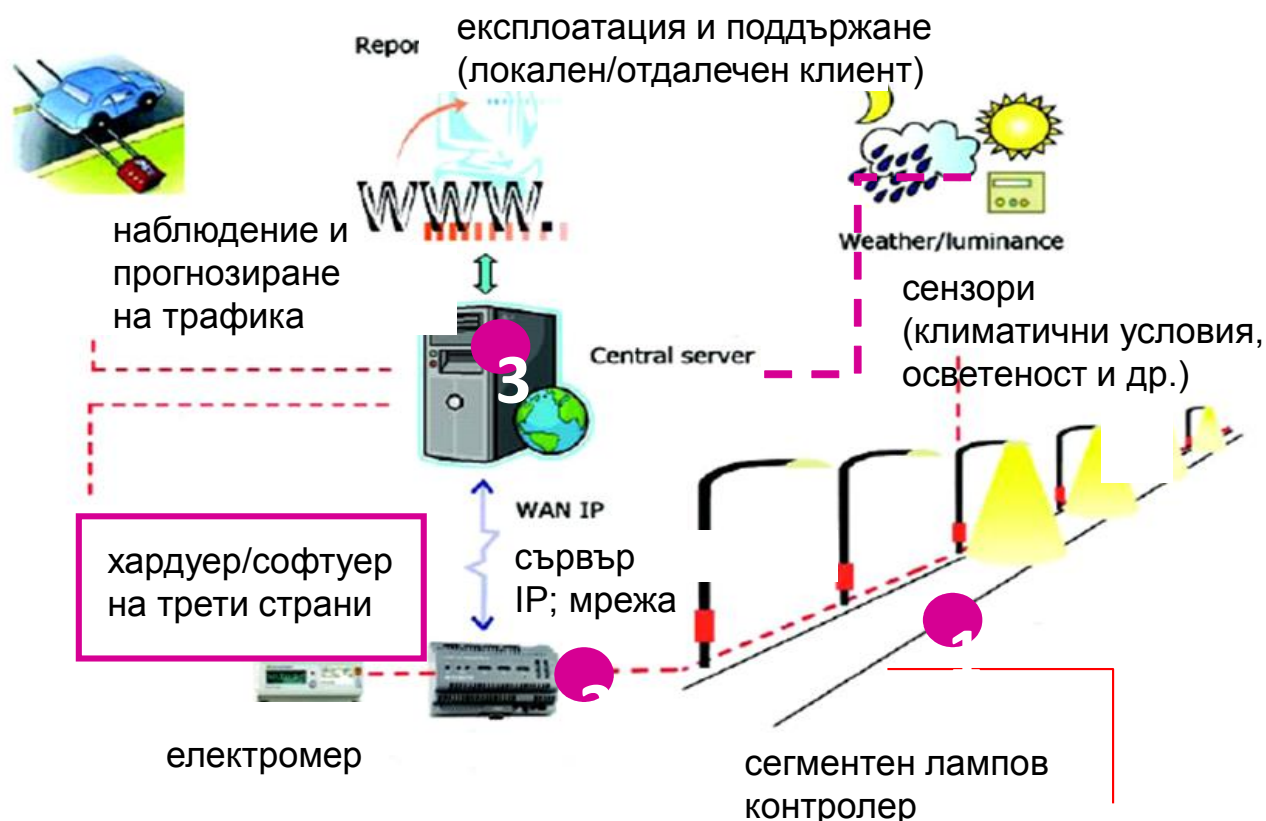
В публикация 115:2010 на СІЕ [4] са описани възможностите за използване на адаптивно управление на осветление, където е необходимо, когато е необходимо и колкото е необходимо в зависимост от нивото на естественото осветление, интензивността и състава на транспортния трафик, скорост на движение на МПС, метеорологични условия, празнични дни, транспортни инциденти и ремонт на пътищата.

Адаптивното пътно осветление дава възможност за значително намаляване на консумацията на електроенергия, редукция на емисията на CO₂, подобряване на експлоатацията и надеждността на осветлението.

Чрез системата за адаптивно управление своевременно се сигнализира за изгорели лампи и други повредени елементи на осветителната уредба. Може да се контролира продължителността на светене и броя на включения на отделните лампи, а също състоянието на баласта, драйвери, контролери и консумираната електроенергия. По този начин се прогнозира очакваните повреди на компонентите на осветителната уредба и предварително могат да се планират и провеждат необходимите ремонти. С тази информация се прогнозира необходимия резерв и ефективно се управляват ресурсите на предприятието. Оперативно се предоставят данни за консумираната електроенергия и за географското местоположение на повредени и ремонтирани елементи. Всичко това очевидно е предпоставка за съвременна, по-ефективна и качествена експлоатация на уличното осветление.

Новото поколение светлинни източници, електронни баласта, осветители, контролери и използване на системата за телеизмерване, телеконтрол и телеуправление създаде възможност за реализиране на интелигентно външно осветление. Синонимът на адаптивното осветление са телеуправление и мониторинг на външното осветление, чрез които е възможно реализиране на мрежово динамично управление на уличното осветление с обратна връзка.

На фиг. 2 нагледно са показани елементите на такова мрежово адаптивното управление на улично осветление.

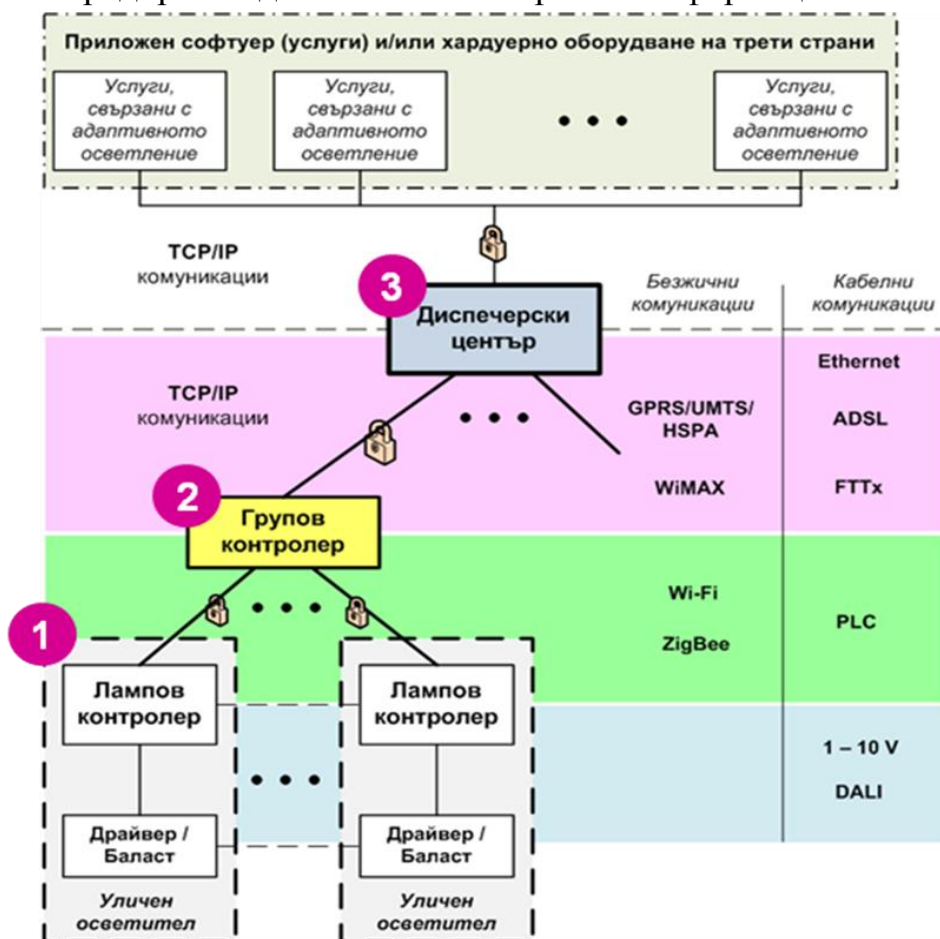


Фиг.2. Система за адаптивно управление на улично осветление [5].

Във всеки осветител са разположени светлинен източник, баласт или драйвер и лампов контролер (OLC – Outdoor Luminaire Controller). Ламповият контролер може да се монтира в основата на стълба или в осветителя – фиг.5. Управлението и контролът на група осветители се извършва от сегментния (групов) контролер (SC – Segment Controller), монтиран в районната касета за улично осветление. Там се измерва и консумираната електроенергия.

В диспечерския център е разположен централният сървър, в който постъпва информация за метеорологичните условия, интензивността на трафика в градската пътна мрежа, астрономическото време и нивото на естественото осветление. Чрез управляващ алгоритъм се формират командите за включване, изключване и регулиране на осветлението.

На фигурата информацията между сегментния контролер и ламповите контролери се предава по електрозахранващите кабели 400/230 V (Power Line Communications – PLC) или безжично. Връзката към диспечерския център е през публична IP мрежа. Достъпът се реализира с кабелна или безжична технология, като са предприети допълнителни мерки за информационна сигурност.



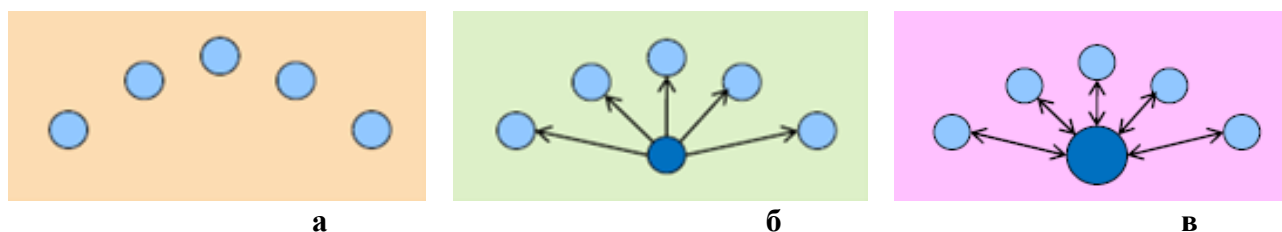
Фиг.3. Адаптивно управление с мониторинг на всеки отделен осветител.

Системата за адаптивно управление на външното осветление е организирана на йерархичен принцип (фиг.3). Най-високо ниво в йерархията (3) заемат техническите средства (сървър със софтуер за контрол и управление, бази данни, работни станции, мрежова инфраструктура) в диспечерския център. Следва връзка

до сегментните контролери (2). Най-ниското ниво в йерархията (1) обхваща оборудването във всеки осветител. Изчислителните възможности на елементите и обемът на обработваната информация нарастват с преминаване към по-високо йерархично ниво. Използват се разнообразни комуникационни технологии и протоколи, което е следствие от технико-икономически фактори и географското разположение на специализираните устройства и управлявани обекти.

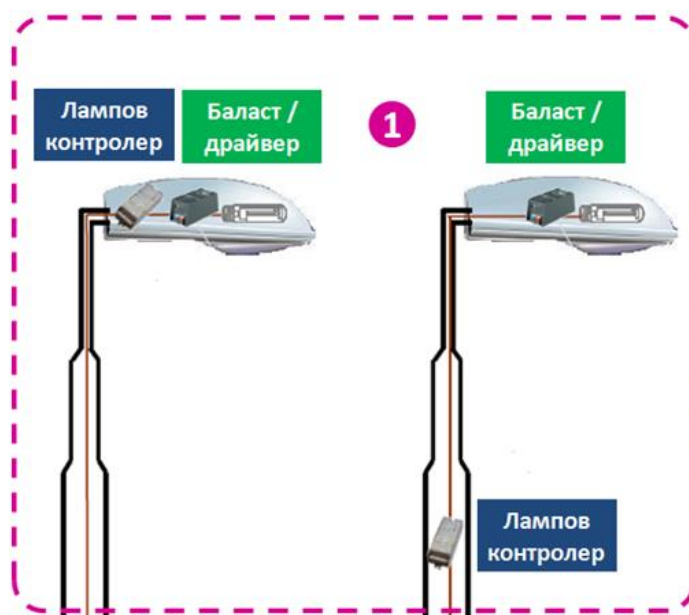
5. ИНДИВИДУАЛНО, ГРУПОВО И МРЕЖОВО УПРАВЛЕНИЕ

В зависимост от «пространствения» обхват (граници), функционалното предназначение и принципа на управление на осветителната уредба са възможни три изпълнения на управляващите системи (фиг.4) – индивидуално децентрализирано управление; групово управление; мрежово централизирано управление [6].



Фиг.4. Индивидуално (а), групово (б) и мрежово управление (в)

Индивидуалното децентрализирано управление на отделните осветители (фиг.4.а) се осъществява от автономна система, състояща се обикновено от баласт или драйвер и специализиран контролер, монтирани в осветителя или в основата на стълба (фиг.5). Командите за включване, изключване и степените и времената на димиране по фиксиран календарен времеви график се въвеждат поотделно на всеки осветител. В този случай online свързването е невъзможно и следователно няма възможности за външно управление. Системата не е гъвкава. За намаляване на мощността на светлинния източник обикновено се използва регулируем баласт или драйвер.



Фиг.5. Индивидуално управление със специализиран контролер и баласт/драйвер

Интересна модификация на индивидуално децентрализирано управление представлява системата за динамично пътно осветление “бягащи светлини”.

Към всеки осветител е монтиран сензор-камера за наблюдение. Чрез нейната картина се „наблюдава” и определя количеството и скоростта на движещите се обекти. Данните се предават между съседните светещите осветители и се формират съответните команди.

Груповото управление се формира съобразно функционалното предназначение и местоположението на осветителите, като например: (а) главни пътища; (б) търговски улици; (в) жилищни зони; (г) колоездачни алеи; (д) паркове и градини; (е) пешеходни пресичания; (ж) архитектурно осветление; (з) рекламно осветление и др. Това се осъществява лесно и точно, като на всяка група се присвоява подходящ времеви график за управление. В двете схеми на фиг. 4а,б връзката е симплексна, т.е. няма обратна информация за изпълнението на командите.

Организираното по този начин групово управление на осветителите е функционално обосновано и очевидно ефективно. По този начин рационално се осъществява принципа за «осветление, където е необходимо, когато е необходимо и колкото е необходимо».

При централизираната система (ЦС) управлението на „група” или „мрежа” осветители е съсредоточено в управляваща улична касета (фиг.4в). Тази система е по-адаптивна, т.е. с по-големи възможности за съобразяване на динамично променящите се изисквания към външното осветление. Командите се подават от сегментен контролер с календарен график или от часовник с времева сезонна корекция, монтирани в касетата за улично осветление или от фотоклетка в диспечерския център. Комуникацията се осъществява през електрозахранващите кабели 400/230 V или с радиосигнали. С интернет връзка в управляващата касета може в реално време да се управлява и контролира уличното осветление, като се отчитат променящите се метеорологични условия и интензивност на трафика. Отделните осветители препращат чрез радиовръзка или през електрозахранващите кабели своите данни към управляващата улична касета. Така всички експлоатационни състояния, степени и дълбочина на димиране на светлинния поток могат да бъдат визуализирани. Смущенията в работата на осветителните уредби се докладват своевременно и се отстраняват бързо. Експлоатационният персонал има непрекъснат поглед-мониторинг на статуса на осветителната уредба, което е важно за оптимизиране на експлоатационните дейности.

Интелигентното мрежово управление е съвременно решение за подобряване ефективността на външното осветление. Непрекъснато се увеличава броят на мрежите с централизирано телеуправление, а също така и интегрираните в тях „светлинни точки”. Вече реално осъществима е възможността районните градски мрежи с телеуправление на уличното осветление да бъдат свързани в една обща мрежа с централен мониторинг и телеуправление [7,8].

6. ПРЕХОД КЪМ "ОБЛАЧНИ" ТЕХНОЛОГИИ

Облачните технологии предлагат нов подход, с който потребителите, свързани към Интернет достъпват услуги, ресурси, софтуерни приложения, без да се налага да инвестират в скъпа инфраструктура [9,10].

В областта на информационните и комуникационни технологии (ИКТ) „облакът“ е метафора за глобалната мрежа Интернет, чрез която са достъпни споделени ресурси (технологии и услуги). В облачния технологичен модел всичко се предлага като услуга, без значение дали това е софтуер, хардуер или съхраняване на информация в бази данни. Мрежовият достъп до споделения ресурс е с минимално участие или управление от доставчика на облачната услуга. Потребителят има непрекъснат достъп до заявения ресурс от всяка точка на света по всяко време и когато има нужда.

Облачните технологии преместват изчислителната мощ и съхраняването на данни от оборудването на крайния потребител към високопроизводителни центрове за данни. Това позволява да се достъпват тежки, по отношение на разхода на ресурси, приложения от устройства с по-ниски изчислителни възможности. Моделът води до намаляване на капиталовите и оперативни разходи – за крайния потребител инвестициите в IT оборудване са сведени до минимум, като на доставчика на облачната услуга се заплащат само консумираните ресурси.

Обслужването на множеството постъпващи заявки и гъвкаво управление на ресурсите се постига чрез виртуализация. Това е софтуерна технология, която използва даден физически ресурс, какъвто е един сървър в центъра за данни, и го разделя на виртуални ресурси. Така ресурсът на сървъра се използва по-ефективно, в зависимост от натоварването.

Основните предимства на облачните технологии пред съществуващите компютърни технологии са:

- Самостоятелно обслужване в реално време и динамично управление на използваните ресурси – изчислителните ресурси не са предварително зададени, а се осигуряват в зависимост от потреблението;
- Потребителски интерфейс – достъпът, контролът и управлението на ресурсите са възможни от всяка точка в глобалната мрежа, през стандартни устройства с Интернет връзка;
- Системен интерфейс – предлагат се разнообразни приложни програмни интерфейси (APIs – Application Programming Interfaces) за достъп и интегриране между облачни услуги и услуги на трети страни;
- Приложен софтуер – осигурява уеб-базиран потребителски интерфейс, уеб услуги (web services) и богато разнообразие от конфигурации;
- Автономна система – прозрачно управление от потребителя според конкретните му нужди. Самостоятелно определяне на наетите ресурси или автоматична промяна в зависимост от потреблението;

- Ценообразуване – определя се според потреблението на изчислителни ресурси (брой процесорни ядра, оперативна памет, капацитет на канала за данни, дисково пространство и други). Адаптира се спрямо нуждите на бизнеса;
- Качество на обслужване – резервиране на мрежови и изчислителни ресурси;

Преходът към облачна технология би позволило на оператора на система за адаптивно управление на външното осветление да пренесе управляващия софтуер и съхраняването на данни в „облака“. Ползите са в намаляване на капиталовите разходи за изграждане на информационна и комуникационна инфраструктура в диспечерския център, както и на оперативните разходи за техническата ѝ експлоатация.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Интелигентното мрежово управление е съвременно решение за подобряване ефективността на външното осветление. Непрекъснато се увеличава броят на мрежите с централизирано телеуправление, а също така и интегрираните в тях „светлинни точки“. Преходът към облачни технологии спомага за намаляване на капиталовите и оперативни разходи на оператора на системата. Достъпът до разнообразни услуги, ресурси и софтуерни приложения за контрол и управление е възможен през web интерфейс по всяко време, от всяка точка с достъп до Интернет. Включването в една мрежа на осветители на различни производители и обединяване на различни мрежи за контрол и управление е стъпка към създаването на «умни градове» (Smart Cities).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Valraven H. (2013), *WP2 Report*, Energy Saving Outdoor Lighting (ESOLi) Project, Intelligent Energy – Europe
- [2] Stockmar A. (2012), *Standartisation and Regulation*, Energy Saving Outdoor Lighting (ESOLi) Project – (WP4), Intelligent Energy – Europe
- [3] The Black Sea Regional Energy Centre (BSREC) (2012–2013), *WP4 Report*, Energy Saving Outdoor Lighting (ESOLi) Project, Intelligent Energy – Europe
- [4] International Commission on Illumination (2010), *CIE 115:2010 – Lighting of Roads for Motor and Pedestrian Traffic*, ISBN 978-3-901906-86-2
- [5] City of Gothenburg (2012), *Promotion of Intelligent Street Lighting (ISL) (Adaptive lighting)*, Work package 3 Best practice catalogue (Q&A), Energy Saving Outdoor Lighting (ESOLi) Project, Intelligent Energy – Europe
- [6] Philips (2011), *Outdoor Lighting Controls*, Lighting Solutions EMEA
- [7] Stadtwerke Duesseldorf, *Steuerungstechnologien in der OeB*

- [8] Wiesemann (2013), *Die Digitale Strassenbeleuchtung von Wirklichkeit zur Vision- oder Umgekehrt*, Lichttagung Dresden
- [9] Pallis G. (2010), *Cloud Computing: The New Frontier of Internet Computing*, IEEE Internet Computing, Sep–Oct 2010, vol. 14, no. 5, pp. 70-73
- [10] Zhang Q., Cheng L., Boutaba R. (2010), *Cloud Computing: State-of-the-art and Research Challenges*, Journal of Internet Services and Applications, May 2010, vol. 1, no. 1, pp. 7-18

Автори: Кирил Късев, главен асистент д-р инж., катедра "Комуникационни мрежи", Факултет по телекомуникации, Технически Университет – София E-mail adress: kmk@tu-sofia.bg ; Николай Василев, проф. д-р инж., основател на НИИКЛ "Осветителна техника" (www.onilot.com), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: nvassilev@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.12.2014г.

Рецензент: доц. д-р инж. Николай Матанов

МЕЗОПИЧНИ НИВА НА ОСВЕТЕНОСТ И ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ПОВИШАВАНЕ НА ЕНЕРГИЙНАТА ЕФЕКТИВНОСТ НА ОСВЕТЛЕНИЕТО НА МАЛКИ НАСЕЛЕНИ МЕСТА

Ангел Пачаманов, Константин Христов, Димитър Павлов,
Даниел Кайцанов

Резюме: На база оценка на светлотехническия клас на улиците в малки населени места по EN 13201-1:2004 след 23 часа повечето обслужващи улици се получават от клас S7. Отчитатйки условията за адаптация на зрението към тъмна околност и прилагайки проектиране по мезопична яркост за подходящо избрани нива на осветеност, разходите за осветление на обслужващи улици се намаляват значително. Използването на светодиодно осветление позволява димиране до много ниски нива, при запазване високата ефективност на светлинните източници, благодарение на което плащаната цена за улично осветление след 23 часа е само 1/6 от цената му до 23 часа.

Ключови думи: мезопични нива на яркостта, димиране на светодиодно осветление

MEZOPIC LIGHT LEVELS AND OPPORTUNITIES FOR IMPROVING THE ENERGY EFFICIENCY OF LIGHTING SMALL SETTLEMENTS

Angel Pachamanov, Konstantin Hristov, Dimitar Pavlov, Daniel Kaytsanov

Abstract: Based on evaluation of the lighting class streets of small settlements in EN 13201-1:2004 after 23 hours, most serving streets are derived from class S7. Based on conditions for visual adaptation to a dark environment and applying design in mezopic brightness for appropriately selected light levels, lighting costs of servicing streets are reduced significantly. The use of LEDs lighting allows dimming to very low levels, while maintaining high efficiency of light sources, whereby the price paid for street lighting after 23 hours is only 1/6 of the price to 23 hours.

Keywords: mezopic levels of brightness, dimming of LEDs lighting

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В много населени места публичното осветление не изпълнява задоволително основните си функции – създаване на атмосфера на сигурност и спокойствие за населението през тъмните части на денонощието, оформяне на зони за обществена активност и връзки между хората. Наблюдава се еднообразие в светлинните решения, неподходящо смесване на светлинни източници и осветители от различни „епохи”, изключване на осветлението след 23 часа.

Независимо от използването на ефективни светлинни източници разходите за публичното осветление често не са по възможностите на общините, основно поради неподходящо проектирани уредби.

Докато в центъра на населеното място, където са обществените сгради и заведения, е нормално да се осигури „представително“ осветление с ярка и „топла“ светлина, предразполагаща за срещи и общуване между хората, нищо не оправдава използването на същите средства в периферните улици, характерни с тъмна околност, където мощните осветители създават повече заслепяване и дискомфорт, отколкото сигурност и спокойствие. В класификацията на улиците и пешеходните зони [2] се препоръчва улиците с тъмна околност да са приемат за класове S7 или A6, като се осветяват с повече и с малка мощност осветители, осигуряващи преди преди всичко зрително водене в тъмното обкръжение (клас S7) и равномерно осветяване от повече страни (полусферичната осветеност, нормирана в клас A). Така се избягват резки и дълбоки сенки, създаващи чувство за безпокойство и страх у хората.

2. КАКВО Е ДОСЕГА ...

Най-масовите осветители, използвани в малките населени места, са с НЛВН 70 W, които са подходящи за улици с моторизиран трафик клас ME5. За обслужващите улици с ограничено движение на моторни превозни средства са достатъчни осветители с НЛВН 50 и 35 W, като дори с последните се „преосветяват“ обслужващите улици от класове S6-S5 с бавно движещи се превозни средства и пешеходци, за които изискваната осветеност е 2-3 lx (табл.1). В резултат средната осветеност на обслужващите улици се получава около 2-3 пъти по-висока от нормираната в стандарта, толкова пъти по-големи са и разходите за осветление. Това, което „смекчава“ обстановката е, че жълтата светлина на НЛВН е с по-малко заслепяващо действие. Директната замяна на тези осветители с осветители с бяла светлина със същата мощност не води до подобряване на обстановката, а е причина за заслепяване и дискомфорт и създаване на атмосфера на безпокойство и несигурност. Като се отчете и фактът, че осветителите в селата обикновено са през стълб, неравномерността на осветяването и „дългите сенки“ допринасят още повече за „призрачната“ обстановка, в която са принудени да се придвижват до домовете си жителите на малките населени места.

3. КАКВО ТРЯБВА ДА БЪДЕ ...

Мастер-планът на външното осветление на населеното място е основа за изграждане на съвременно, функционално и икономически оправдано публично осветление. Чрез него се определят основните зони за публични изяви, пътните артерии за придвижване към различните части на населеното място, забележителностите, които трябва привлекат вниманието. Добре осветеното населено място е по-красиво нощем, отколкото през деня.

Основна роля при разработването на мастер-плана има архитектът – той свързва в цялоства композиция особеностите на населеното място, определя цветовата

гама на използваните светлинни източници. Активно участие в последното вземат светлинният дизайнер и инженера по осветителна техника, за да бъдат анализирани професионално всички детайли на решението.

Табл.1

Норми по БДС EN13201-2 за улици с ограничено движение и пешеходци [2]

Клас	Хоризонтална осветеност	
	\bar{E}_m, lx [m -мин.експл.средна осв.]	E_{min}, lx [поддържана]
S1	15	5
S2	10	3
S3	7,5	1,5
S4	5	1
S5	3	0,6
S6	2	0,6
S7	няма изисквания	няма изисквания

^a За обезпечаване на равномерност, действителната стойност на средната осветеност \bar{E} не трябва да надвишава 1,5 пъти минималната стойност \bar{E}_m , определена за класа (напр., за S6 - $\bar{E}_{изч} \leq 3 lx$)

Табл.2

Норми по БДС EN13201-2 за пешеходни зони [2]

Клас	Полусферична осветеност	
	$\bar{E}_{hs m}, lx$ ^a [m -мин.експл.средна осв.]	U_o [минимална]
A1	5	0,15
A2	3	0,15
A3	2	0,15
A4	1,5	0,15
A5	1	0,15
A6	няма изисквания	няма изисквания

4. КАКВИ СА КРИТЕРИИТЕ ЗА ОБОСНОВАН МАСТЕР-ПЛАН ...

От икономическа гледна точка е нормално периферните улици на населените места да са най-слабо осветени, тъй като са с най-малка интензивност на движение, с най-дълга улична мрежа и в тъмно обкръжение. При такава постановка е изгодно осветлението да бъде проектирано по мезопично зрение, при което студената светлина е по-подходяща (нощно зрение). Така те ще се открояват от останалите части на населеното място.

При основните артерии за придвижване към центъра, яркостта/ осветеността е голяма (включително от участието на фаровете на превозните средства) и използването на по-топла светлина ще помогне за оптичното водене към важните за населеното място обекти – административни сгради, заведения и др.

Важна особеност на избраните светлинните решения е тяхната динамика. При намаляване на движението на превозни средства и пешеходци, улиците преминават в по-нисък светлинен клас и димирането на осветлението е изгодно както от икономическа гледна точка, така и за удължаване на живота на използваните светлинни източници.

При периферните обслужващи улици димирането на осветлението може да бъде до нива, осигуряващи само оптично водене, без необходимост от поддържане на осветеността, за която са проектирани.

Основните прийоми и средства за повишаване на енергийната ефективност на външното осветление са:

- реална светлотехническа класификация на уличната мрежа;
- използване на енергоефективни светлинни източници (lm/W);
- използване на светлинни източници с подходящ спектрален състав (S/P), съобразен с нивата на адаптация на участника в движението;
- използване на подходящи оптични системи, осигуряващи висок коефициент на използване на потока на светлинните източници;
- използване на пусково-регулираща апаратура с малки загуби;
- адаптивно управление на осветлението, съобразено с интензивността на движение на превозни средства и пешеходци.

Светлотехническата класификация на уличната мрежа се извършва по критерии, формулирани в [1]. За малки населени места получаването на класове ME5 и ME6 при типичен моторизиран трафик е на база следния избор:

- Типична скорост на основните участници в движението в км/ч: висока >60, средна 30-60, ниска 5-30, ≤5 (пешеходци) - √средна
- Основно моторизиран трафик от бавнодвижещи се превозни средства при: √разрешено движение за велосипеди и пешеходци
- Основно състояние на пътната настилка през по-голямата част от нощта: √суха
- Има ли препятствия, ограничаващи скоростта? √не
- По какъв начин улицата е свързана с други улици? √просто кръстовище, гъстота на пресечките под 3бр. на километър
- Степента на навигационна затрудненост е? √нормална
- Брой превозни средства за 24 часа? √между 7000 и 15000
- Съществува ли конфликтна зона? (зона, в която различни потоци на трафика се пресичат или зона, ползвана от други участници) √ Не
- Колко бива разсеян/объркван участникът в пътния трафик от светлинни стимули (например: реклами, стълбове, осветени сгради, спортни съоръжения) в рамките на ползването? √Усложнеността е: √ Нормална
- Трябва ли да се вземат предвид паркирани МПС? √ Не
- Нивото на осветеност на околната среда може да бъде висока, средна, ниска: √Ниска
- Пътният поток от велосипедисти е? √Нормален

Получен клас при изброените условия: ME5

При промяна на условието “Брой превозни средства за 24 часа” от “между 7000 и 15000” на “под 7000” улицата става клас ME6.

Получаването на клас S5 за улици с ограничено движение е на база следния избор:

- Скорост на основните участници в движението: от 5 до 30 км/ч

- Основно бавнодвижещи се МПС, велосипеди и пешеходци
- Има ли препятствия, ограничаващи скоростта? √Не
- Има ли паркирани преводни средства по улицата? √Да
- Степента на навигационна затрудненост е? √Нормална
- Пътният поток на велосипедисти и пешеходци е? √Нормален
- Колко бива разсеян/объркван участникът в пътния трафик от светлинни стимули (например: реклами, стълбове, осветени сгради, спортни съоръжения) в рамките на полезрението? Усложнеността е: √ Нормална
- Има ли криминален риск? √Нормален
- Необходимо ли е разпознаването на лица? √Не
- Нивото на осветеност на околната среда може да бъде висока, средна ниска √Ниска
- Нормира ли се полусферична осветеност (осветяване на обемни предмети)? √ Не, нормира се хоризонтална осветеност
- **Получен клас при изброените условия: S5**

Ако по условията на клас S5 на въпроса “Има ли паркирани превозни средства по улицата?” се отговори с “Не” улицата става клас S6.

Ако по условията на клас S5 на въпроса “Пътният поток на велосипедисти и пешеходци е”? вместо с “Нормален” се отговори с “Висок” улицата става светлинен клас S4.

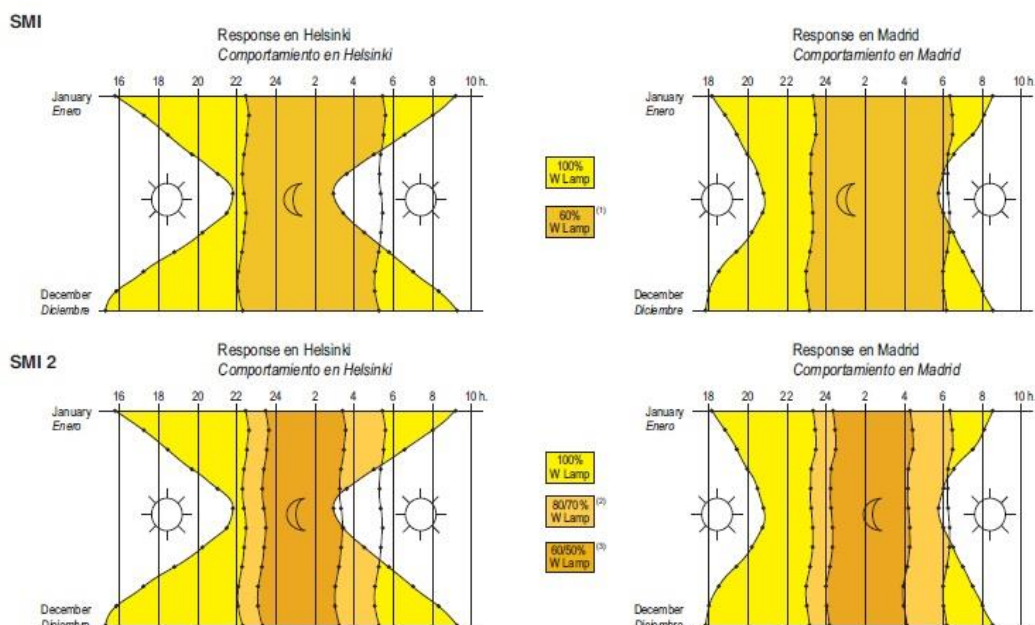
Висок коефициент на използване на потока на светлинните източници означава, че оптичната система изпраща потока там, където е необходим.

За ниските нива яркост/осветеност е от значение не само ефективността на светлинни източници, но и техния спектрален състав. Излъчване в синьо-зелената част на спектъра е по-ефективно (мезопично зрение). Проектирането на осветлението по мезопична яркост/осветеност изисква да се получат нивата на осветеността, съответстващи на спектъра на използвания светлинен източник и нормираните нива на яркостта [4, 5, 6].

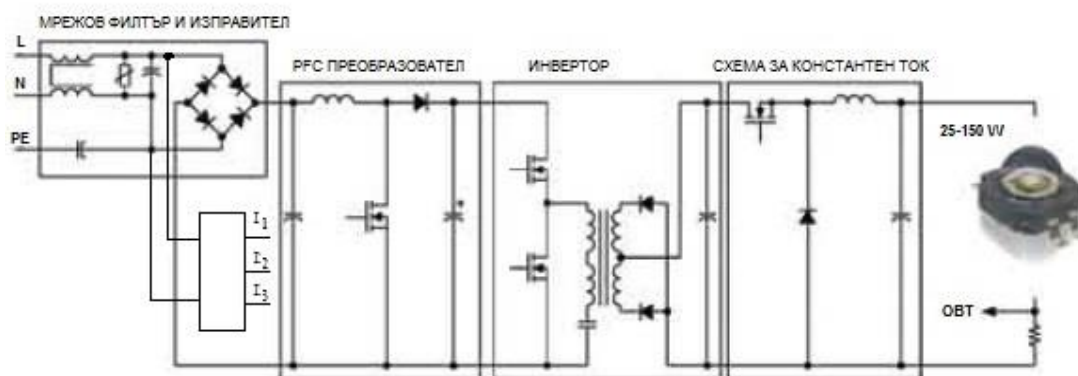
5. ЕЛЕМЕНТНА БАЗА ...

Адаптивно управление на осветлението означава то да се променя по време, изменение на метеорологичните условия и др. Пусково регулиращата апаратура в този случай трябва да позволява димиране на осветлението. Напоследък с успех се използват електронни баласты за НЛВН (фиг.1), самонастройващи се за режими 100/50% или 100/75/50% чрез отчитане на продължителността на нощта [7].

Драйверите за димиране на LED осветители могат да бъдат на същия принцип или на база ниво на захранващото напрежение [8,9] - например, потокът да се стабилизира на три стойности, в зависимост от захранващото напрежение – обикновено при съвместно димиране на НЛВН по напрежение и LED осветители със същите линии (фиг.2).



Фиг.1. Годишно изменение на продължителността на нощта за Хелзинки и Мадрид, заложено при електронни баласты за две и три нива на потока [7].



Фиг.2. Блокова схема на „интелигентен” драйвер за LED осветител с три нива на потока 100/75/50% или 100/50/20% [8,9].

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отчитането на условията за адаптация на зрението към тъмна околност и проектирането по мезопична яркост са резерв, който поради липса на нормативна база у нас все още не се използва. Независимо от това, за малките населени места в повечето случаи е възможно след 24 часа обслужващите улици да се считат за светлотехнически клас изискващ само визуално водене и ориентирлане в пространството. Така чрез подходящо избрани нива на осветеност разходите за осветление след 23 часа се намаляват значително и изключването му става безпредметно. За осъществяването на идеята е необходимо дълбоко димиране на осветлението, което е възможно както при осветителите с НЛВН, така и LED освети-

телите. Индивидуалното димиране на осветители с НЛВН на две или три нива чрез електронни балласти, самонастройващи се по продължителността на нощта, дава добри резултати, особено по отношение *равномерно износване на светлинните източници, вентилен ефект и по-малки загуби в ПРА*. Цената им е конкурентноспособна, ако допълнителните инвестиции направени за тях се изплащат за срок от $\frac{1}{4}$ до $\frac{1}{2}$ от живота на осветителите. При проектиране на реконструкции на осветлението на обслужващи улици по мезопични нива на яркост/осветеност светодиодните осветители са без конкуренция, тъй като позволяват димиране до много ниски нива, при пропорционално намаляване на мощността им. Изплащането им при всички случаи е под $\frac{1}{4}$ от живота им, ако се използват “интелигентни” драйвери за димиране до 20% след 23 часа.

8. БЛАГОДАРНОСТ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София-2014 г., научен проект в помощ на докторант „*Енергийноефективно електрозахранване на външно осветление*”, договор № 141ПД0009-01/03.04.2014.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] EN 13201-1:2004. Road lighting - Part 1: Selection of lighting classes
- [2] БДС EN 13201-2:2005. Улично осветление. Част 2: Технически изисквания
- [3] Technical Report Road lighting, Final Draft 13201–1,2,3,4,5, August 2013
- [4] CIE 191:2010 “Recommended System for Mesopic Photometry Based on Visual Performance”
- [5] BS 5489-1:2013, Code of practice for the design of road lighting, Part 1: Lighting of roads and public amenity areas
- [6] Павлов Д., А. Пачаманов. Определяне на нормената осветеност при проектиране на външно осветление по мезопично зрение. VI научна конференция ЕФ 2014, 15 - 17 септември, 2014 г. гр. Созопол
- [7] Electronic ballasts with power control SMI for high pressure sodium vapour lamps encapsulated type BE-EN HPS-SMI 220-240V (SMI AND SMI2 TECHNOLOGY - WITHOUT COMMAND WIRES)
- [8] International Rectifier, Peter B. Green – The Multi-Stage Off Line LED Driver, LED Professional Review 11-12/2010, p.52-54, www.led-professional.com

- [9] Христов К., Д. Кайцанов, А. Пачаманов. Драйвери за адаптивно димиране на светодиодни осветители. VI научна конференция ЕФ 2014, 15 - 17 септември, 2014 г. гр. Созопол

Автори: Ангел Саракинов Пачаманов, професор д-р инж., катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pach@tu-sofia.bg, р-л НИИКЛ “Осветителна техника” (www.onilot.com); Константин Христов, маг. инж., докторант, катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София.; Димитър Павлов, маг. инж., асистент, кат. Обща електротехника, докторант на катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София.; Даниел Кайцанов, маг. инж., техн. директор във фирма за производство на светодиодни осветители.

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Захари Иванов

ДРАЙВЕРИ ЗА АДАПТИВНО ДИМИРАНЕ НА СВЕТЛОДИОДНИ ОСВЕТИТЕЛИ

Константин Христов, Ангел Пачаманов, Даниел Кайцанов

Резюме: В статията са описани принципите и възможностите за използване на два типа драйвери за светлодиодни осветители - групов, за монтаж в улични касети, и индивидуален – за монтаж в светлодиодни осветители. И двата типа са с възможност за димиране по предварително заложен 2 или 3 нива, като информация за нивото на димиране се получава без управляващ проводник – по анализ на захранващото напрежение или на база регистриране продължителност на нощта.

Ключови думи: групово и индивидуално димиране на осветители със светлодиодни

DRIVERS ADAPTIVE DIMMING OF LEDs LUMINAIRES

Konstantin Hristov, Angel Pachamanov, Daniel Kaytsanov

Abstract: This paper describes the principles and possibilities of using two types of drivers for LEDs lighting - group, for installation in street tapes and individual - for mounting in luminaries. Both types are capable of dimming down to 2 or 3 levels, such as information about the level of the dimming signal is obtained without pilot wire - based on the supply voltage or on the basis of the duration of the night.

Keywords: group and individual dimming of luminaires with LEDs

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Светлодиодните осветители имат съществено предимство по отношение редуциране на потока пред осветителите с НЛВН - светлинният им добив се увеличава с намаляването на тока през тях (фиг.1). Това ги прави изключително удобни за обслужващи улици и пешеходни зони, при които в някои случаи се изисква работа само на 20% от номиналния поток – улици от светлотехнически клас S7, получен по при тъмна околност и необходимост само от обща ориентация след полунощ [1].

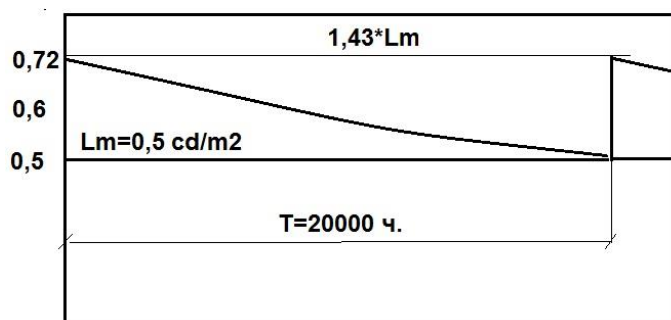
2. ПРИНЦИПИ НА ДИМИРАНЕ И БЛОКОВИ СХЕМИ НА ДРАЙВЕРИ

Поради сравнително малките мощности на светлодиодните осветители за събирателни и обслужващи улици, те обикновено се произвеждат без възможност за димиране. По-мощните осветители могат да бъдат с осигуряване на константен светлинен поток до времето за груповата смяна на светлодиодния модул. Така

се избягва преразход на енергия вследствие избрания при проектирането експлоатационен фактор MF (фиг.2). При светодиодни осветители за улици от по-нисък клас димирането също може да бъде изгодно, ако се приложат решения, които не оскъпяват съществено осветителя.

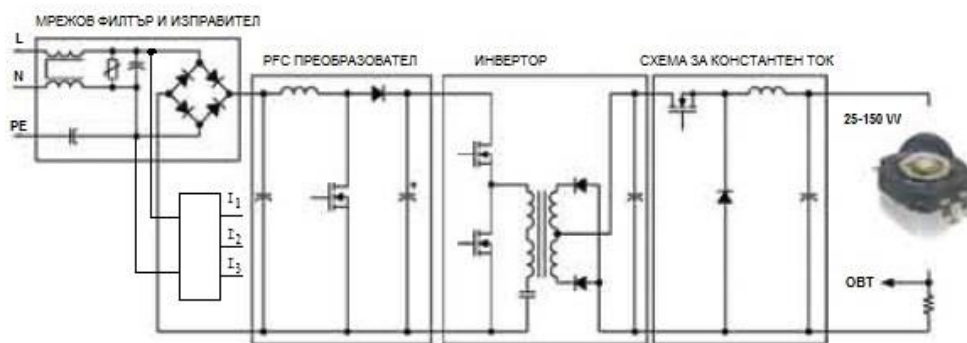


Фиг.1. Връзка между светлинен поток и подадена мощност при димиране на осветители със светодиоди (LED) и с НЛВН.



Фиг.2. Избягване на преразхода на енергия заради избрания експлоатационен фактор MF=0,7 при драйвер за константен поток (в началото димирането е най-голямо).

Например, когато уличната касета захранва само един тип осветителни уредби, управлението на осветлението, съответно графикът на димиране, е удобно да се осъществява с групов драйвер (фиг.3). При едновременно захранване на осветители от различен тип улици може се приложи индивидуално димиране с драйвер от същия тип, но с по-малка мощност.

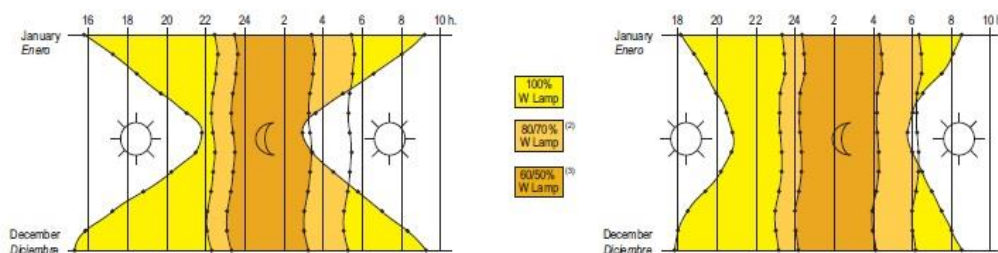


Фиг.3. Блокова схема на групов и индивидуален „интелигентен“ драйвер за LED осветители с три нива на потока 100/70/50%Фн за събирателни или 100/70/20%Фн за обслужващи улици.

Показаният на фиг.3 драйвер осигурява три нива на потока по информация от сензор, следящ напрежението на мрежата. Драйверът е разработен за случаи, когато светодиодният осветител се димира «синхронно» с осветители с НЛВН, чието напрежение се променя с автотрансформатор за получаване на поток

100%, 75% и 50% от номиналната стойност (при 230/200/170 VAC). Така при напрежение от 230 до 200 VAC драйверът осигурява ток през светодиодните модули, така че да работят с поток 100%Фн. При напрежение на входа от 200 до 170 VAC драйверът осигурява поток 70%Фн (улицата от клас S5 минава в клас S6) и при напрежение под 170 VAC драйверът осигурява поток 20%Фн (улицата минава от клас S6 в клас S7)

На фиг.4 е показан алгоритъм за димиране на микропроцесорен електронен баласт за НЛВН, самонастройващ се на зададените нива на димиране по продължителността на нощта (от включване до изключване на външното осветление). Използването му за индивидуални или групови драйвери за димиране на светодиодни осветители е изключително удобно, тъй като микропроцесорната част от схемата е нищожна част от дадената на фиг.3 схема на драйвера и няма да я оскъпи съществено. Така, блокът «сензор за напрежение» просто се замени с блок «димиране по продължителност на нощта». Новият тип драйвер ще димира светодиодният модул на база текущо записване на продължителността на нощта в енергонезависима памет. По хода на изменение на продължителността на нощта ще се анализира дали се работи в пролетно-летния сезон или в есенно-зимния сезон. За влизането в режим са достатъчни 1-2 дни.



Фиг.4. Годишно изменение на продължителността на нощта за Хелзинки и Мадрид, заложено при електронни баласта за НЛВН за три нива на димиране на светлинния поток.

3. КАК СЕ ИЗПЛАЩАТ РЕШЕНИЯТА?

Ако светодиодният осветител за обслужващи улици е 24 W, “интелигентният” драйвер със сензор за ниво на напрежението оскъпява осветителя с около 15 лв, тъй като той се включва към съществуващата схема на драйвера, съдържаща PFC и инвертор.

При цени на енергията 0,25 лв/kWh дневна тарифа и 0,15 лв/kWh нощна, за условна 12-часова нощ разходите за енергия на година са:

$$365 * 0,024 * (4 * 0,25 + 8 * 0,15) = 19,27 \text{ лв.}$$

Ако се димира по нива (100/70/20%), то 3 часа се работи при цена на енергията 0,25 лв/kWh, 2 часа на цена $(0,15 + 0,25) / 2 = 0,20$ лв/kWh и 7 часа на цена 0,15 лв/kWh. Тогава разходите за енергия на година са:

$$365 * 0,024 * (1 * 3 * 0,25 + 0,7 * 2 * 0,20 + 0,2 * 7 * 0,15) = 10,86 \text{ лв.}$$

Светодиоден осветител 24 W без вторична оптика се продава на едро за около 120 лв/бр. с класически драйвер и за 135 лв – с „интелигентен”. Тогава за 1000 бр. осветители K1=120000 лв, а K2=135000 лв. Пренебрегват се разходите за

смяна на светлинни източници (заради простота на примера) и се оставя само разликата за платената енергия, т.е. за 1000 броя осветители $C1=19270$ лв/год.; съответно $C2=10860$ лв/год.

Срокът за откупуване на допълнителните инвестиции за интелигентни драйвери със сензор за напрежение ще бъде:

$$T=(K2-K1)/(C1-C2)=(135000-120000)/(19270-10860)=1,78 \text{ години}$$

При втория тип драйвер цената на микропроцесорното управление оскъпява класическия драйвер с около 40 лв, т.е. осветителят ще струва $120+40=160$ лв.

Срокът за откупуване на допълнителните инвестиции за интелигентни драйвери с микропроцесор за определяне на графика на димиране ще бъде:

$$T=(K2-K1)/(C1-C2)=(160000-120000)/(19270-10860)=4,76 \text{ години,}$$

т.е. допълнителните инвестиции се изплащат за 5 години с цената на спестената енергия от димиране ($1/4$ от живота на уредба за външно осветление).

При групово димиране един драйвер от този тип се използва за 5 осветителя – той е около два пъти по-скъп от индивидуалния ($2 \times 40=80$ лв), но ще се изплати много по-бързо:

$$T=(K2-K1)/(C1-C2)=(120000+80 \cdot 1000/5-120000)/(19270-10860)=1,9 \text{ години.}$$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Очевидно е, че груповото димиране на светодиодни осветители е по-изгодно от индивидуалното, но прилагането му е възможно при захранване на осветлението на улици от един и същи клас. В случай на захранване на уредби на различни класове улици от една касета, индивидуалното димиране може да се прилага ако допълнителните инвестиции се изплащат до $1/4$ от живота на уредбата със спестените разходи за енергия и труд.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Technical Report Road lighting, Final Draft 13201–1,2,3,4,5, August 2013
- [2] Пачаманов А., К. Христов, Д. Павлов, Д. Кайцанов. Мезопични нива на осветеност и възможности за повишаване на енергийната ефективност на осветлението на малки населени места. VI научна конференция ЕФ 2014, 15 - 17 септември, 2014 г. гр. Созопол
- [3] Electronic ballasts with power control SMI for high pressure sodium vapour lamps encapsulated type BE-EN HPS-SMI 220-240V (SMI AND SMI2 TECHNOLOGY - WITHOUT COMMAND WIRES)
- [4] International Rectifier, Peter B. Green – The Multi-Stage Off Line LED Driver, LED Professional Review 11-12/2010, p.52-54, www.led-professional.com

Автори: Константин Христов, маг. инж., докторант, катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София; Ангел Саракинов Пачаманов, професор д-р инж., катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pach@tu-sofia.bg, р-л НИИКЛ “Осветителна техника” (www.onilot.com); Даниел Кайцанов, маг. инж., техн. директор във фирма за производство на светодиодни осветители;

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент доц. д-р инж. Вълчан Георгиев

КОНТРОЛ И УПРАВЛЕНИЕ НА ОСВЕТЛЕНИЕ КЪМ ОТДАЛЕЧЕНИ СЕЛСКИ ТРАФОПОСТОВЕ

Николай Матанов, Ангел Пачаманов, Кирил Късев

Резюме: В последните години чрез различни финансови програми в селските райони се възстановява и обновява уличното осветление. Практиката показва, че поради високата им цена интелигентни системи за дистанционен контрол и управление не се инсталират. Това има следните недостатъци: липсва ефективен контрол за работата на осветлението от страна на кметовете; не се регистрират своевременно възникнали повреди; не се анализира работата на осветлението в минали периоди от време; има предпоставки за необоснован разход на електроенергия. В доклада е представен разработен от авторите контролер за монтиране в касети на уличното осветление, решаващ изброените проблеми.

Ключови думи: дистанционен контрол, улично осветление

CONTROL AND MANAGEMENT OF STREET LIGHTING ON RURAL AREAS

Nikolay Matanov, Angel Pachamanov, Kiril Kashev

Abstract: In recent years, through a variety of financial programs in rural areas are restored and updated street lighting. Practice shows that the high price is not set up systems for remote monitoring and control. It has the following disadvantages: mayors do not control the operation of the lights, no early detection of the faults, there is any possibility to analyze the working of the lighting in the past periods of time; there are prerequisites for unreasonable cost of electricity. The paper presents the developed controller for mounting in the street lighting boards, which solves the above problems.

Keywords: remote control, street lighting

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Основните направления за повишаване електроенергийната ефективност на уличните осветителните уредби са: използване на енергоефективни източници на светлина и осветители; внедряване на интелигентни системи за контрол и управление на осветлението; използване на възобновяеми източници на захранване за осветлението. В доклада се обсъжда съвременна система за контрол и

управление на външно осветление в малки населени места като средство за повишаване на енергийната му ефективност.

Съществуващите системи за управление на уличното осветление в зависимост на начина на следване на денонощния режим на работа на уредбите се класифицират като статични, хибридни и динамични (адаптивни) [1]. Реализирането на изброените принципи на управление, се осъществява чрез: автономни устройства в уличните касети или осветителите (часовници, контролери, фоторелета и др.); централизирано радиоканално управление; мрежово телеуправление, телеуправление чрез модемна връзка с управляващите устройства. Всяка от централизираните системи за управление се състои от няколко йерархични нива, показани в [2] и може да има различна функционална сложност и хардуерна структура.

Динамичното управление се реализира от „интелигентни“ системи за контрол на улично осветление, които се съобразяват с конкретните нужди от осветление (трафик, ограничаване на скоростта на движение и т.н.) и обективните метеорологични условия. Този тип системи са описани в [3-6].

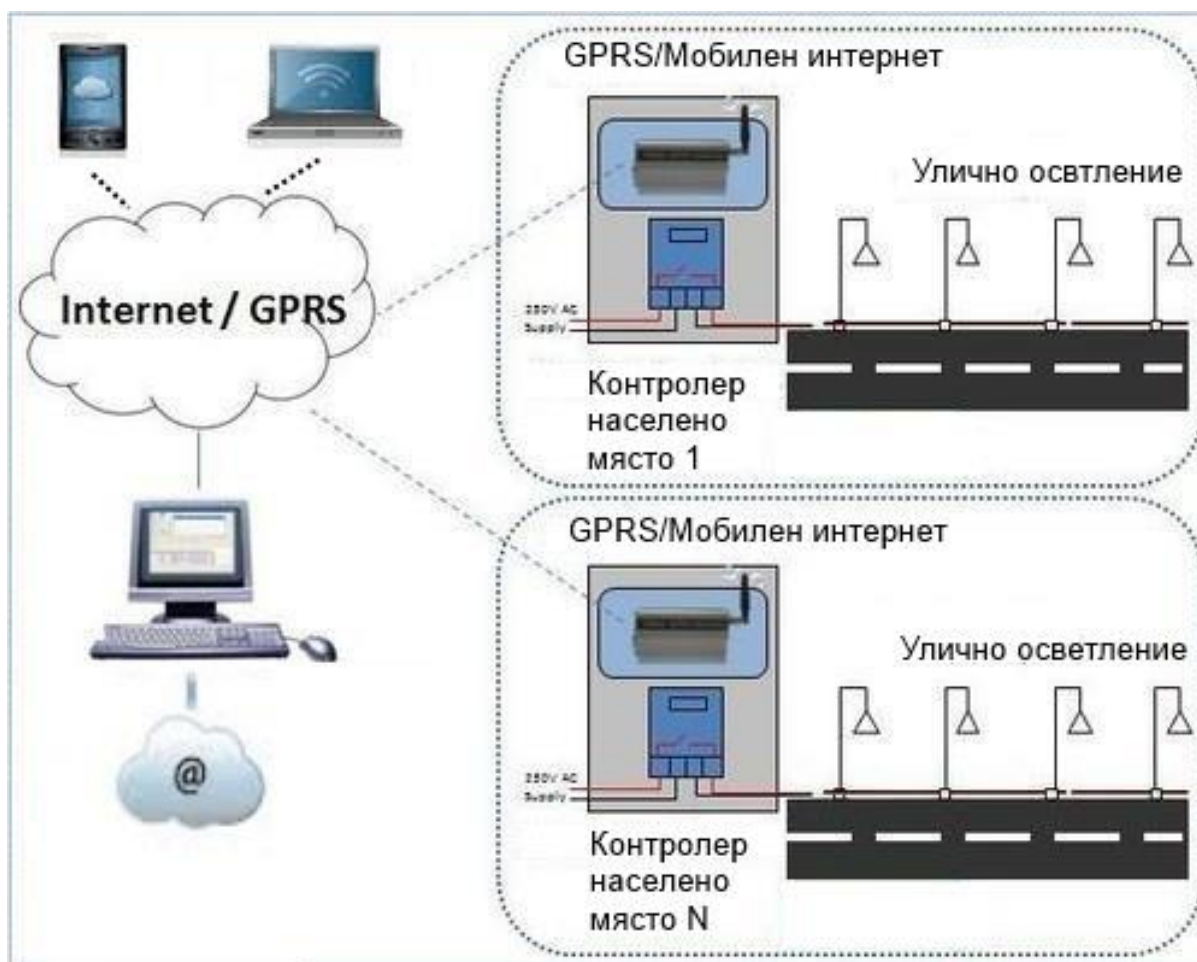
Статичните системи за управление най-често не могат да осигурят съвременните изисквания за енергийна ефективност. Хибридните и динамичните системи, предлагани от утвърдени производители [2], често са скъпи и сложни за поддръжка и не са икономически обосновани за прилагане в малки населени места, поради невъзможността им за изплащане в регламентирания срок с цената на спестената електроенергия.

През последните години по европейски програми за повишаване на енергийната ефективност на външното осветление много малки населени места възстановят или модернизират уличните си осветителни уредби. При реализирането на проектите системи за дистанционен мониторинг и управление на осветлението обикновено не се прилага, поради горната причина.

Разработените специализиран контролер и система за дистанционен контрол и управление са предназначени за териториално разпръснати на големи разстояния улични касети. Контролерът може да се монтира във всяка касета без необходимост от подмяната ѝ [7]. В селските райони няма необходимия квалифициран технически персонал, което означава, че там не трябва да има никаква относително сложна апаратура за монтиране и поддръжка. Центърът за мониторинг е един и чрез него се наблюдава и съхранява информация за работата всички улични касети. Цялата система е достатъчно евтина, изисква минимални средства за експлоатация първоначално вложените средства се изплащат за изисквания от нормативните документи срок.

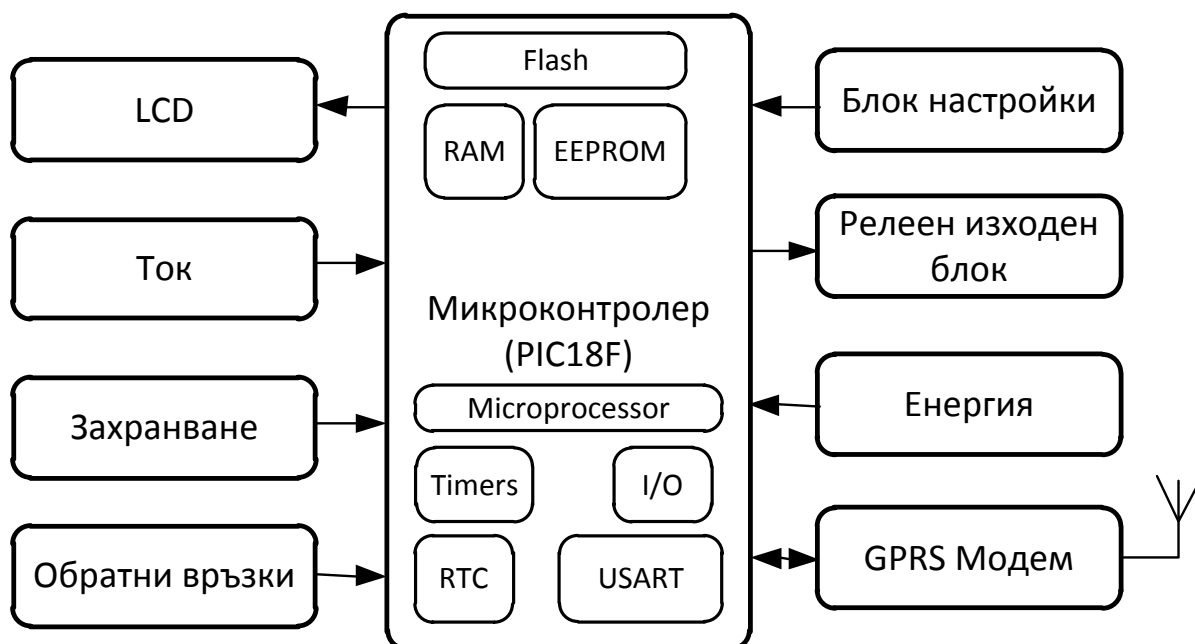
2. ОБЩА СТРУКТУРА НА СИСТЕМАТА

Разработваната система за контрол и управление се състои от два основни функционални елемента (фиг.1) - контролери и софтуерен пакет за визуализация, комуникация, архивиране, управление и анализ. Контролерите се монтират в съществуващите улични касети на селата, софтуерните инструменти са инсталирани на сървър. Последните могат да се реализират чрез „облачна” услуга. Потребителският достъп до приложния софтуер е чрез работна станция и/или мобилно устройство (лаптоп, таблет, смартфон). Географски отдалечените елементи на системата поддържат постоянна TCP/IP (Internet) връзка. Типът на мрежовата свързаност се обуславя от технико-икономически фактори. Най-често контролерите изграждат канал за данни през наземна клетъчна мрежа по GSM/UMTS стандарт. Този начин на връзка и комуникация е избран поради следните причини: 1) касетите са в отдалечени, разпръснати райони, а почти няма населени места без достъп до мобилната мрежа на някой от действащите операторите у нас; 2) плановете за мобилен интернет на пазара за този тип услуги вече са достатъчно евтини; 3) възможността да се поддържа постоянна връзка с контролерите без цената да зависи от количеството обменяна информация.



Фиг.1. Принципна структура на системата за управление.

Ако следваме направената по-горе класификация на системите за управление на улично осветление, предлаганата система е хибридна с две йерархични нива. По-нататък следва по-подробно описание на двата основни съставни елемента на системата за управление на уличното осветление.

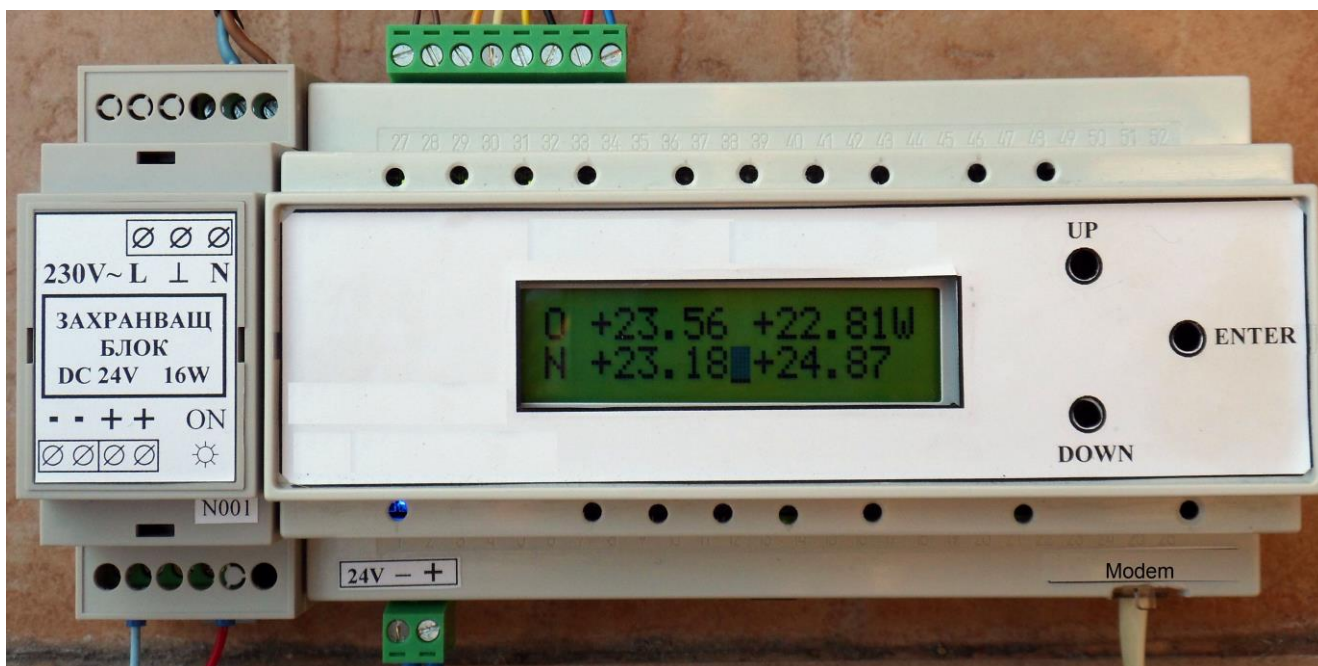


Фиг.2. Блокова схема на контролера.

3. КОНТРОЛЕР ЗА МОНТИРАНЕ В УЛИЧНИ КАСЕТИ

Контролерът се състои от следните функционални блокове (фиг.2):

- Микроконтролер - включва микропроцесор, входно/изходни интерфейси и други; реализира алгоритъма на управление, осъществява комуникацията с по-високото йерархично ниво;
- LCD - дисплей за визуализация на режимите на работа и осъществяване на настройките на контролера;
- Блок настройки - цифрови входове и бутони за превключване на режимите на работа и промяна параметри на системата;
- Релеен блок - релета за управление на контакторите в уличната касета;
- Ток - аналогов вход и връзка с токов сензор, следящ за кражба на енергия (ток над номиналния);
- Енергия - цифров импулсен вход за връзка към електромер;
- Обратни връзки - цифрови входове за следене състоянието на контакторите в касета и наличието на напрежение на токовите кръгове;
- GPRS модем - безжичен модем, осигуряващ мобилната интернет връзка на контролера;
- Захранване - импулсно захранване $\sim 230/24=V$, осигуряващо захранване на всички елементи на системата.



Фиг.3. Общ вид на контролера.

Общият вид на контролера е показан на фиг.3. Захранващият блок е отделно с цел лесна подмяна при повреда. Основните функции, които осигурява контролерът са:

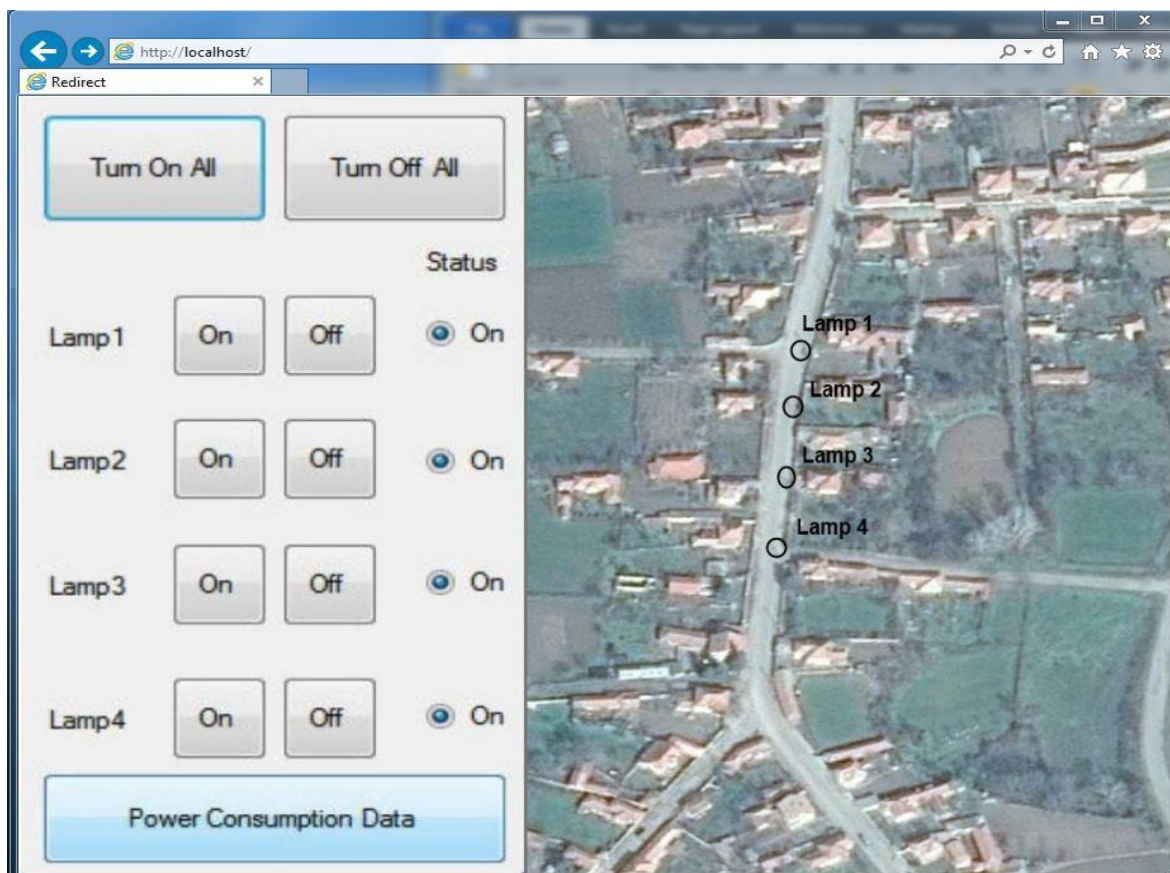
- Управление (вкл./изкл.) на токовете кръгове на осветлението по астрономически календар;
- Събира консумация за консумираната електроенергия от импулсен изход на електромер;
- Позволява дистанционно получаване на команди за вкл./изкл. на осветлението от оторизирани лица;
- Измерва ток с цел откриване на аварии или кражба на енергия;
- Следи за включени контактори и наличие на напрежение след тях с цел откриване на повреди в схемата или изгорели бобини;
- Постоянно поддържа връзка и обменя информация със сървъра.

4. СОФТУЕР ЗА КОНТРОЛ, ВИЗУАЛИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ

Приложният софтуер има следните основни функционални задачи: 1) да поддържа web базиран потребителски интерфейс, чрез който да се следи текущото състояние на системата; 2) да подава команди за включване и изключване на осветлението; 3) да следи историята на работа на системата и да извежда в графичен вид различни справки; 4) да поддържа база с данни за работата на системата в минали периоди; 5) да поддържа комуникацията с отдалечените устройства (контролери в касетите); 6) да архивира периодично базите данни в „Облака“.

Общият вид на прототипа на web базирания интерфейс е даден на фиг.4. Приложният софтуер е изграден на модулен принцип. Състои се от различни програми, осигуряващи горната функционалност: Web сървър, система (сървър) за

управление на база-данни, подпрограми (скриптове) за реализация на контролните и управляващи алгоритми, както и изграждане и поддържане на мрежовата свързаност с отдалечените елементи на системата.



Фиг.4. Общ вид на потребителския интерфейс за управление и мониторинг на система за улично осветление.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Най-важните предимства на разработената система са: не се поддържа никаква допълнителна компютърна техника при клиентите (в случая кметствата); предоставя възможност на жителите на населеното място да включват уличното осветление за зададено време с код за достъп; не се инсталира никакъв допълнителен софтуер; обслужващите софтуерната част не се нуждаят от скъпи сървъри и архивиращи устройства; системата може да се монтира и на стари и на обновени улични осветителни уредби; текущите разходи по системата са таксите за мобилен интернет, които в момента са достатъчно ниски.

Представената система предлага базисна функционалност на ниска цена и лесна експлоатация в сравнения с предлаганите в момента на пазара подобни управления на големите фирми. Осигурява възможност на пряк контрол на уличното осветление от страна на кметовете, което е предпоставка за икономия на средства за електроенергия и поддръжка.

6. БЛАГОДАРНОСТ

Научните изследвания и резултатите, които са представени в настоящата публикация, са финансирани от Вътрешния конкурс на ТУ-София-2014 г., научен проект „*Енергийноефективно електрозахранване на външно осветление*”, договор № 141ПД0009-01/03.04.2014.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] CIE 115:2010 – *Lighting of Roads for Motor and Pedestrian Traffic*. International Commission on Illumination, 2010.
- [2] LonMark International. (2014) *The Open Smart Streetlight Platform*, www.lonmark.org/streetlighting.
- [3] Leccese, F., Z. Leonowicz. (2012), *Intelligent wireless street lighting system*, Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2012 11th International Conference, Venice 18-25 May 2012, pp. 25-30.
- [4] Amin Ch., Ashutosh Nerkar, Paridhi Holani, Rahul Kaul. (2013), *GSM Based Autonomous Street Illumination System*, International Journal of Engineering Trends and Technology - Volume 4, Issue 1, 2013, pp. 55-60.
- [5] Hariharan A, J. Kirubakaran, M. Seethapathi. (2013), *High Efficiency Hybrid Intelligent Street Lighting Using A Zigbee Network And Sensors*, International Journal of Soft Computing and Artificial Intelligence - Volume 2, Issue 1, May 2014, pp. 13-16.
- [6] Пачаманов А., Н. Матанов, К. Христов. *Система за адаптивно управление на улични осветителни уредби*. Годишник на Техническият университет - София (том 59, кн. 2, 2009)
- [7] Пачаманов А., Н. Матанов, И. Ангелов. *Отдалечен контрол на улично осветление в малки населени места*. Трета научна конференция ЕФ 2011, 30.09-03.10.2011 г., Созопол. Сборник доклади, том 1, стр. 322-329

Автори: Николай Матанов, доцент д-р, катедра „Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: nsm@tu-sofia.bg; Ангел Саракинов Пачаманов, професор д-р инж., катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail adress: pach@tu-sofia.bg, р-л НИИКЛ “Осветителна техника” (www.onilot.com); Кирил Късев, главен асистент д-р инж., катедра "Комуникационни мрежи", Факултет по телекомуникации, Технически Университет - София E-mail adress: kmk@tu-sofia.bg.

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент доц. д-р инж. Вълчан Георгиев

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА НОРМЕНАТА ОСВЕТЕНОСТ ПРИ ПРОЕКТИРАНЕ НА ВЪНШНО ОСВЕТЛЕНИЕ ПО МЕЗОПИЧНО ЗРЕНИЕ

Димитър Павлов, Ангел Пачаманов

Резюме: При светлотехнически класове *S* проектирането на осветлението на обслужващи улици, пешеходни и паркови зони се извършва по осветеност. Публикация на CIE 191:2010 дава метод за преминаване от нормени нива на фотопична яркост към нива на мезопична яркост, по която в някои страни вече се проектира външното осветление. В статията са предложени таблици за преминаване от мезопична яркост в съответстваща ѝ мезопична осветеност за нормираните осветености на всички *S* класове за два типа пътна настилка (*R1, R3*) и светлинни източници с цветна температура от 3500 K ($S/P=1,5$) до 6500 K ($S/P=2$).

Ключови думи: мезопична осветеност, проектиране на улично осветление

STANDART ILLUMINATION DEFINITION IN STREET LIGHTING DESIGNED BY MESOPIC VISION

Dimitry Pavlov, Angel Pachamanov

Abstract: The lighting design for *S* class street, pedestrian and park zone is done according requirements for illuminance. The CIE publication 191:2010 gives the method for moving from norm levels of photopic luminance to relevant levels of mesopic luminance. In some countries this method is accepted in practice. In this paper are presented the tables for moving from photopic to mesopic illuminance levels for all *S* class streets and zones for the cases of road pavements *R1, R3* and for light sources with CCT 3500 K ($S/P=1,5$) and CCT 6500 K ($S/P=2$).

Key words: mesopic illuminance, street lighting design

1. ВЪВЕДЕНИЕ

При оценка на светлотехническият клас на улиците в малки населени места по EN 13201-1:2004 [6] повечето обслужващи улици се получават от класове S1-S7. При класове S се нормира осветеността на пътната повърхност. Проектиране по осветеност се прилага, когато трафикът е слаб или изчисляването на яркостта на пътната повърхност е затруднено поради неприложимост на стандартната геометрия за изчисляване на яркост - зрителни разстояния под 60 m, наличие на близки позиции на няколко на наблюдателя.

Отчитайки условията за адаптация на зрението към тъмна околност и прилагайки проектиране по мезопична яркост за съответстващите нива на осветеност, разходите за осветление на обслужващи улици могат да се намаляват значи-

телно. В някои страни вече се проектира по мезопично зрение [4, 9, 10]. Препоръчаните нива на мезопична осветеност по Британския стандарт BS 5489-1:2013 са дадени в табл.1 [3]. В табл.2 са дадени нива на мезопична осветеност по [4]. В Северна Америка проектирането на база мезопично виждане е по IES TM-12-12 [11].

Табл.1

Стойности на мезопичната осветеност в зависимост от S/P и индекса на цветопрераждане на светлинния източник по Британски стандарт BS 5489-1:2013

Светлинен клас	Хоризонтална осветеност, lx					
	(Ra<60 или когато S/P на светлинния източник е неизвестно)		S/P = 1.2 и Ra≥60		S/P = 2 и Ra≥60	
	\bar{E}	E_{\min}	\bar{E}	E_{\min}	\bar{E}	E_{\min}
S1	15	3.0	13.4	2.7	12.3	2.5
S2	10	2.0	8.6	1.7	7.7	1.5
S3	7.5	1.5	6.3	1.3	5.5	1.1
S4	5.0	1.0	4.0	0.8	3.4	0.7
S5	3.0	0.6	2.2	0.4	1.8	0.4
S6	2.0	0.4	1.4	0.4	1.1	0.4

Табл.2

Стойности на мезопичната осветеност в зависимост от S/P и индекса на цветопрераждане на светлинния източник. Приема се, че нормите се отнасят за НЛВН с S/P=0,6 [4]

Светлинен клас	$\bar{E} (lx)$ за Ra<60	Хоризонтална осветеност (lx) за Ra≥60 и съответното отношение S/P на светлинния източник											
		0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.6	2.8
S1	15	15	14.7	14.4	14.1	13.8	13.5	13.3	13.0	12.8	12.5	12.3	12.1
S2	10	10	9.8	9.5	9.2	9.0	8.7	8.5	8.3	8.1	7.9	7.7	7.6
S3	7.5	7.5	7.3	7.1	6.8	6.6	6.4	6.2	6.0	5.9	5.7	5.6	5.4
S4	5.0	5.0	4.8	4.6	4.4	4.3	4.1	4.0	3.8	3.7	3.6	3.5	3.4
S5	3.0	3.0	2.9	2.7	2.6	2.5	2.3	2.2	2.1	2.1	2.0	1.9	1.8
S6	2.0	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.4	1.3	1.3	1.2	1.2	1.1

Показаните стойности на осветеността в табл.1 са за три светлинни ситуации. В първия случай индексът на цветопрераждане Ra<60 или отношението S/P на светлинния източник не е известно (осветеностите съвпадат с нормените по EN 13201-2).

Вторият случай е, когато при проектиране се използват светлинни източници с топло бяла светлина с S/P=1,2 и Ra≥60, напр. някои МХЛ. Третият случай е, когато при проектиране се използват светлинни източници със студено бяла светлина S/P=2 и Ra≥60, напр. компактни луминесцентни лампи или светлодиоди с цветна температура 5000 – 6500 К.

Показаните стойности на осветеността в табл. 2 са в зависимост от отношението S/P за широка гама светлинни източници. Приема се, че нормите от EN 13201-2 се отнасят за светлинен източник НЛВН и S/P=0,6.

И при двете таблици логично се получават по-ниски проектни нива на осветеност с изместен към късите дължини на вълните спектър на източника. В табл.1 и табл.2 е дадена нормената стойност на средната хоризонтална осветеност. За съжаление няма обяснения как са получени показаните препоръчани стойности на мезопичната осветеност.

2. СЪЩИНСКА ЧАСТ

По-долу ще бъде описана методика за получаване на стойностите на мезопичната осветеност на база мезопична яркост, получена по [2]. При зададени нива на нормена фотопична осветеност (E, lx) по класове улици, към фотопична яркост се преминава, използвайки коефициент K , определен по [12]:

$$K = E_{cp} / L_{cp}, [lx / (cd/m^2)] \quad (1)$$

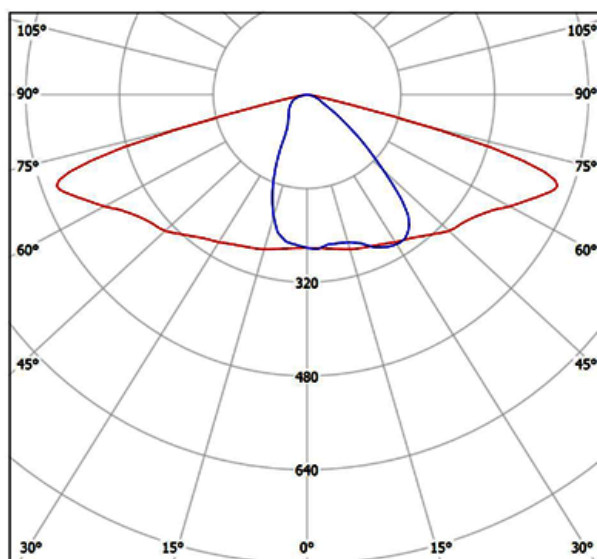
където:

E_{cp} и L_{cp} са съответно изчислените с програмен продукт [7] средна осветеност и средна яркост на платното за зададена геометрия на осветителната уредба;

K е коефициент отчитащ връзката между осветеност и яркост в зависимост от типа на настилка, светлоразпределението на използвания осветител и геометрията на уредбата.

Изчисляване на стойностите на K за светлинни класове S

При задаване на типично светлоразпределение на осветител (фиг.1) и типична геометрия на осветителна уредба за обслужващи улици (широчина на платното $W=7$ м, височина на монтажа на светлинния източник $H=6,5$ м и междустълбие $S=30$ м) за два типа пътни настилки са получени фотопичните яркости за светлинни класове S1-S6 (табл.3). Резултатите са получени, използвайки програмен продукт „Dialux 4.12” [7].



Фиг.1. Светлоразпределителна крива на използвания осветител [8]

Табл.3

Нормени фотопични осветености и съответстващи фотопични яркости за улици светлинен клас S по EN 13201-2 за два типа пътна настилка R1 и R3

Настилка тип R3 и K=14,77			Настилка тип R1 и K=10,55		
Клас	E, lx	L, cd/m ²	Клас	E, lx	L, cd/m ²
S1	15	1,02	S1	15	1,42
S2	10	0,68	S2	10	0,95
S3	7,5	0,51	S3	7,5	0,71
S4	5	0,34	S4	5	0,47
S5	3	0,20	S5	3	0,28
S6	2	0,14	S6	2	0,19

Следва изчисляване на проектната мезопична стойност на яркостта при зададената фотопична нормена яркост, използвайки методиката, описана в [2]. Получените стойности са дадени в табл.4.

Табл.4

Получаване на мезопична яркост като функция на S/P и яркостта по CIE 191:2010

Светлинен източник	S/P	Фотопична и съответстваща ѝ мезопична яркост, cd/m ²						
		L _{ph}	0,14	0,20	0,34	0,51	0,68	1,02
LED6500K	2,00	Γ _{mes}	0,1767	0,2453	0,4019	0,5821	0,7622	1,1212

В табл.4 стойностите на мезопичната яркост важат при използване на осветител с LED 6500K (S/P=2). Фотопична яркост L_{ph}=0,14 cd/m² ще се възприема като Γ_{mes}=0,1767 cd/m², което позволява проектиране при 21% по-ниска стойност на яркостта, т.е. за L_{ph}=0,11 cd/m². От формула (1) следва, че за L_{ph}=0,11 cd/m² осветеността ще бъде 1,6 lx.

Мезопични осветености за източници с цветна температура 3500-6500 K

На база описаното по-горе са получени таблици за преминаване от мезопична яркост в съответстваща ѝ мезопична осветеност за всички S- класове при два типа пътна настилка (R1,R3) и два типа светлинни източници с индекс на цвето предаване Ra≥60 - с цветна температура 3500 K (S/P=1,5) и 6500 K (S/P=2).

Табл.5

Преизчислена фотопична осветеност за светлинни класове S в зависимост от S/P на използвания светлинен източник и типа настилка

Клас	Хоризонтална осветеност по EN 13201-2		Хоризонтална осветеност (S/P=2) (R1)		Хоризонтална осветеност (S/P=2) (R3)	
	Еср, lx [мин. поддържана]	E _{min} , lx [поддържана]	Еср, lx [мин. поддържана]	E _{min} , lx [поддържана]	Еср, lx [мин. поддържана]	E _{min} , lx [поддържана]
S1	15	5	14,03	4,32	13,65	4,24
S2	10	3	9,09	2,46	8,92	2,40
S3	7.5	1.5	6,71	1,21	6,57	1,17
S4	5	1	4,32	0,80	4,24	0,73
S5	3	0.6	2,46	0,42	2,40	0,38
S6	2	0.6	1,63	0,42	1,61	0,38

* Приема се, че нормите се отнасят за светлинен източник с S/P=1. Получените резултати отговарят за дадената геометрия и светлоразпределение на осветителя от фиг. 1

Табл.6

Преизчислена фотопична осветеност за светлинни класове S в зависимост от S/P на използвания светлинен източник и типа настилка

Клас	Хоризонтална осветеност по EN 13201-2		Хоризонтална осветеност (S/P=1,5) (R1)		Хоризонтална осветеност (S/P=1,5) (R3)	
	Еср, lx [мин. поддържана]	Emin, lx [поддържана]	Еср, lx [мин. поддържана]	Emin, lx [поддържана]	Еср, lx [мин. поддържана]	Emin, lx [поддържана]
S1	15	5	14,48	4,61	14,27	4,57
S2	10	3	9,53	2,68	9,41	2,63
S3	7.5	1.5	7,07	1,34	6,99	1,32
S4	5	1	4,61	0,90	4,57	0,82
S5	3	0.6	2,68	0,48	2,63	0,50
S6	2	0.6	1,79	0,48	1,81	0,50

* Приема се, че нормите се отнасят за светлинен източник с S/P=1. Получените резултати отговарят за дадената геометрия и светлоразпределение на осветителя от фиг. 1

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

За проектиране по мезопична осветеност преизчислените по мезопично зрение стойности на фотопичните нормени нива се получават с отчитане на геометрията на уличната осветителна уредба, S/P на светлинния източник, типа пътна настилка и светлоразпределението на използвания осветител. Независимо от сравнително трудоемкото преминаване от фотопична към мезопична стойност на осветеността, този начин на проектиране дава възможност за обосновано прилагане на подходящи светлинни източници за ниските нива на осветеност.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Pachamanov A., D. Pavlov, „*Opportunities for energy efficiency improvement of outdoor lighting design based in mesopic luminance*”, Сборник научных трудов X международной научно-технической конференции, Саранск 2012, 13-14, декабря стр.78-87
- [2] CIE 191:2010 “*Recommended System for Mesopic Photometry Based on Visual Performance*”
- [3] **BS 5489-1:2013** British Standard, “Code of practice for the design of road lighting”
- [4] Volker S. “*Spectrale Anpassung der Strassenbeleuchtung – Chancen and Grenzen*”, 2012.11.07
- [5] БДС EN 13201-2:2003. Улично осветление. Част 2: Технически изисквания
- [6] БДС EN 13201-2:2003. Улично осветление. Част 1: Избор на светлинен клас
- [7] <http://www.dialux.com>
- [8] <http://www.dial.de/DIAL/en/dialux/pluginscatalogues/premium/philips.html>
- [9] Fotios, S., Goodman, T., Völker, S (Chair). “*The Effect of Spectral Power Distribution on Lighting for Urban and Pedestrian Areas*”

- [10] Ylinen Anne, Marjukka Puolakka, Liisa Halonen. *“Impact of mesopic design on outdoor lighting energy efficiency”*, 2010.
- [11] IES TM-12-12 – *“Spectral Effects of Lighting on Visual Performance at Mesopic Light Levels”*
- [12] БДС 5504-82 „Осветление на улици и пешеходни зони: Технически изисквания

Автори: Димитър Павлов, маг. инж., асистент, кат. „Обща електротехника“, докторант, катедра ЕСЕОЕТ, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: dpavlov@tu-sofia.bg; Ангел Саракинов Пачаманов, професор д-р инж., катедра “Електроснабдяване, електрообзавеждане и електротранспорт” (ЕСЕОЕТ), Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: pach@tu-sofia.bg, р-л НИИКЛ “Осветителна техника” (www.onilot.com)

Постъпила на 15.12.2014 г.

Рецензент: доц. д-р инж. Захари Иванов