



ISSN 1310-8271

# JOURNAL

**OF THE TECHNICAL UNIVERSITY - SOFIA  
PLOVDIV BRANCH, BULGARIA  
FUNDAMENTAL SCIENCES  
AND  
APPLICATIONS  
Volume 21, book 1, 2015**

# СПИСАНИЕ

**НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ  
ФИЛИАЛ ПЛОВДИВ, БЪЛГАРИЯ  
ФУНДАМЕНТАЛНИ НАУКИ  
И  
ПРИЛОЖЕНИЯ  
том 21, книга 1, 2015**



© Journal of the Technical University - Sofia  
Plovdiv branch, Bulgaria  
"Fundamental Sciences and Applications", Vol. 21, 2015  
International Conference on Engineering, Technologies and Systems  
TECHSYS 2015, BULGARIA

#### EDITORIAL BOARD

##### EDITOR-in-chief

Prof. Marin Nenchev, DSc Eng., DSc Phys.

#### РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

##### ГЛАВЕН РЕДАКТОР

проф. д.т.н., д.ф.н. Марин Ненчев

#### EDITORS

1. Prof. Sonia Tabakova, PhD
2. Prof. Michail Petrov, PhD
3. Prof. Angel Vachev, PhD
4. Prof. Andon Topalov, PhD
5. Prof. Dimitar Katsov, PhD
6. Prof. Grisha Spasov, PhD
7. Prof. Angel Zumbilev, PhD

#### ЧЛЕНОВЕ

1. проф. д-р Соня Табакова
2. проф. д-р Михаил Петров
3. проф. д-р Ангел Вачев
4. проф. д-р Андон Топалов
5. проф. д-р Димитър Кацов
6. проф. д-р Гриша Спасов
7. проф. д-р Ангел Зюмбилев

#### EDITORIAL BOARD

1. Prof. Angel Vachev, PhD
2. Prof. Venelin Zhivkov, DSc
3. Prof. Georgi Andreev, DSc
4. Prof. Georgi Totkov, DSc
5. Prof. Emil Nikolov, DSc
6. Prof. Ivan Iachev, DSc
7. Prof. Marin Hristov, PhD
8. Prof. Ognian Nakov, PhD
9. Acad. Nikola Sabotinov DSc
10. Prof. Marc Himbert DSc
11. Prof. Yasser Alayli DSc
12. Prof. Tinko Eftimov DSc
13. Acad. Yuriy Kuznietsov DSc

#### РЕДАКЦИОНЕН БОРД

1. проф. д-р Ангел Вачев
2. чл. кор. проф. д.т.н. Венелин Живков
3. проф. д.х.н. Георги Андреев
4. проф. д.м.н. Георги Тотков
5. проф. д.т.н. Емил Николов
6. проф. д.т.н. Иван Ячев
7. проф. д-р Марин Христов
8. проф. д-р Огнян Наков
9. акад. д.ф.н. Никола Съботинов
10. проф. д.ф.н. Марк Амбер
11. проф. д.т.н. Ясер Алайли
12. проф. д.ф.н. Тинко Ефтимов
13. акад. д.т.н. Юрий Кузнецов



## CONTENTS

<b>1. T. Cetin Akinci, Unal Sever, Levent Gunaydin, Emine Ayaz, Serhat Seker</b> .....	<b>9</b>
ANALYSIS OF LIGHT LEVELS IN A CLASS IN A DAY USING WAVELET METHOD	
<b>2. Angel Ivanov, Stefan Biliderov, Petar Getsov</b> .....	<b>17</b>
OPEN SOURCE PRODUCTS AND SCADA FOR AUTONOMOUS UNMANNED SYSTEMS	
<b>3. Galina Cherneva, Antonio Andonov</b> .....	<b>23</b>
EVALUATION OF THE SPECTRAL PROPERTIES OF INREGULAR PROCESSES IN DISCRETE NONLINEAR DYNAMIC SYSTEMS	
<b>4. Alexander Angelov, Nikola Shakev, Georgi Ganev</b> .....	<b>27</b>
ELECTRICITY CONSUMPTION FORECASTING OF PUBLIC FACILITY	
<b>5. Rositsa Kazakova</b> .....	<b>33</b>
STOCHASTIC EVOLUTIONARY ALGORITHMS FOR ESTIMATION - SITUATION AND OUTLOOK	
<b>6. Vladimir Ivanov, Aldeniz Rashidov</b> .....	<b>43</b>
AUTOMATIC LIGHTING CONTROL SYSTEM	
<b>7. Stefan Kiranov</b> .....	<b>49</b>
DYNAMIC SIMULATION OF ATMOSPHERIC DISTILLATION COLUMN	
<b>8. Zachary Kavroshilov, Georgi Kavroshilov</b> .....	<b>53</b>
RATIO CONTROL SYSTEMS	
<b>9. Georgi Terziyski, Ivan Dragotinov</b> .....	<b>59</b>
AUTOMATION IDENTIFICATION OF PI AND PID CONTROLLERS	
<b>10. Margarita Terziyska, Yancho Todorov, Lyubka Doukovska</b> .....	<b>65</b>
NEO-FUZZY NEURAL NETWORK FOR MODELLING OF NONLINEAR MIMO DYNAMICS	
<b>11. Robert Kazala, Albena Taneva, Stoicho Penkov</b> .....	<b>71</b>
NETWORKED SENSORS FOR ROBOT MONITORING AND CONTROLLING	
<b>12. Verica Aleksovska, Albena Taneva, Ivan Ganchev</b> .....	<b>75</b>
TRAFFIC LIGHTS CONTROL VIA WEB APPLICATION	
<b>13. Ivan Kostov</b> .....	<b>81</b>
MODELING OF INDUCTION MOTORS BY MEANS OF AN EQUIVALENT CIRCUIT	

<b>14. Ivan Ganchev, Albena Taneva, Sevil Ahmed, Michail Petrov .....</b>	<b>89</b>
REAL-TIME SIMULATION OF PLANTS IN PROCESS CONTROL	
<b>15. Dimitar Spirov, Nikolay Komitov .....</b>	<b>95</b>
INVESTIGATIONS OF SOFT-SWITCHING INVERTER WITH TWO AUXILIARY SWITCHES FOR AN INDUCTION MOTOR DRIVE	
<b>16. Bojidar Markov .....</b>	<b>99</b>
SIMULATION DEVELOPMENT OF LINEAR INDUCTION MOTOR WITH SYSTEM OF DIRECT ELECTROMAGNETIC FORCE CONTROL	
<b>17. Frantisek Zezulka, Petr Marcon, Ondrej Sajdl, Ivo Vesely, Zdenek Bradac .....</b>	<b>105</b>
STABILIZATION OF GRIDS WITH SIGNIFICANT CONTRIBUTION OF RENEWABLE ENERGY SOURCES	
<b>18. Zdenek Roubal, Petr Marcon, Zoltan Szabo, Ondrej Saidl, Ivo Vesely, Frantisek Zezulka .....</b>	<b>111</b>
REMOTE MEASUREMENT AND PERFORMANCE MODELING FOR SMART GRID A-12	
<b>19. Miroslav Atanasov, Vasil Spasov .....</b>	<b>115</b>
COIL OPTIMISATION OF THE FAST SWITCHED CHOPPER DIPOLE MAGNET FOR THE MEDAUSTRON PROJECT	
<b>20. Ivan Hadziev, Dian Malamov, Ivan Yatchev, Vesko Milev, Ivanka Dekova .....</b>	<b>121</b>
DEFINING THE COEFFICIENT OF ADDITIONAL LOSSES BETWEEN BUSBARS	
<b>21. Stefan Chobanov .....</b>	<b>127</b>
TESTS OF MOTOR DIFFERENTIAL PROTECTION	
<b>22. Nikolina Petkova.....</b>	<b>133</b>
DIAGNOSTIC OF POWER TRANSFORMERS	
<b>23. Stefan Chobanov .....</b>	<b>137</b>
SETTINGS AND TESTS OF TRANSFORMER DIFFERENTIAL PROTECTION (ANSI CODE 87T)	
<b>24. Dinjo Kostov, Georgi Ganey.....</b>	<b>143</b>
CURRENT LIMITING AIR REACTORS ADDITIONAL LOSSES	
<b>25. Svetlin Antonov .....</b>	<b>147</b>
MODELLING THE DIFFUSION OF HEAT AND POLLUTION IN CASE OF TWO-PHASE NATURE OF THE FLOW	
<b>26. Sevdalina Manolova, Georgi Stoimenov, Stanislav Stojnev .....</b>	<b>151</b>
DETERMINATION OF ENERGY CHARACTERISTICS OF BIOMASS DRYING WITH MICROWAVE	
<b>27. Yordan Epitropov, Dimitar Fidanov, Kiril Kolikov .....</b>	<b>157</b>
EVALUATION OF THE MAXIMUM ABSOLUTE INACCURACY OF AN INDIRECTLY MEASURABLE VARIABLE	
<b>28. Stefan Bozhkov.....</b>	<b>163</b>
CONNECTION BETWEEN COULOMB'S POTENTIAL AND THE POTENTIAL ENERGY OF INTERACTION BETWEEN TWO CHARGED CONDUCTING SPHERES	

<b>29. Rumen Popov, Stefan Lishev, Aleksandar Georgiev, Nadezhda Vasileva</b> .....	<b>169</b>
OPTIMAL POSITION SENSOR FOR ORIENTATION OF PHOTOVOLTAIC PLANTS	
<b>30. Nikolay Paunkov</b> .....	<b>175</b>
FACTORS INFLUENCING ON THE ENERGY NEEDS OF THE DOMESTIC ECONOMIES. STRATEGIES FOR SAVING OF ENERGY	
<b>31. Seda H. Bostanci</b> .....	<b>181</b>
SHANNON ENTROPY AND URBAN SKYLINES	
<b>32. Yasin Akman, Tarik Yerlikaya</b> .....	<b>187</b>
ENCRYPTION TIME MEASUREMENT OF AES	
<b>33. Plamen Vasilev</b> .....	<b>191</b>
ISO 22400 KEY PERFORMANCE INDICATORS FOR SOFTWARE INDUSTRY	
<b>34. Lilyana Boneva</b> .....	<b>197</b>
A SURVEY OF EXPERTISE RETRIEVAL APPROACHES	
<b>35. Gergana Lazarova, Todor Tsonkov</b> .....	<b>203</b>
SENTIMENT ANALYSIS OF TEXTS IN BULGARIAN	
<b>36. Petya Pavlova, Svetlozar Kamishev</b> .....	<b>207</b>
COMPUTER BASED TESTING OF VISUAL MEMORY FOR COLOUR	
<b>37. Dimitar Garnevski, Petya Pavlova</b> .....	<b>211</b>
STUDY OF OPPORTUNITIES FOR REMOTE SUPPORT CORONAGRAPH'S DATABASE AT NAO ROZHEN	
<b>38. Svetlana Vasileva</b> .....	<b>215</b>
SOME APPLICATIONS OF THE GPSS WORLD EXTENDED EDITOR TO CREATE OF EDUCATIVE SIMULATION MODELS	
<b>39. Vladimir Dimitrov, Nadezhda Strazhakova</b> .....	<b>221</b>
DEVELOPMENT OF IPTV SYSTEM THROUGH WINDOWS MEDIA® PLATFORM	
<b>40. Maria Marinova</b> .....	<b>225</b>
SOFTWARE TOOLS FOR MULTITHREADED EXECUTION OF PROGRAMS	
<b>41. Ivaylo Nikolov</b> .....	<b>231</b>
MODELING OF SYSTEMS FOR INCREMENTAL BACKUP IN PUBLIC SECTOR INFORMATION SECURITY DEVELOPMENT	
<b>42. Dimitar Vasilev</b> .....	<b>237</b>
OPEN SOURCE SOFTWARE FOR SIMULATION AND MONITORING OF COMPUTER NETWORKS	
<b>43. Svetlozar Tsankov, Valentina Voinohovska</b> .....	<b>241</b>
INFORMATION SYSTEM PEDIATRICS AND MEDICAL GENETICS	
<b>44. Dorina Kabakchieva</b> .....	<b>245</b>
USING DATA MINING METHODS FOR SOLVING STUDENT RETENTION PROBLEMS	

<b>45. Antonio Hadzhikolev, Krasen Penchev</b> .....	<b>251</b>
METHODS FOR IMPROVING THE IMPLEMENTATION OF INFORMATION TECHNOLOGIES IN THE HIGHER EDUCATION IN BULGARIA	
<b>46. Ivan Kanev</b> .....	<b>257</b>
COMPARATIVE ANALYSIS OF SOFTWARE AND HARDWARE FPGA-BASED IMPLEMENTATION OF WEIGHTED AVERAGE LINEAR SPATIAL FILTERS	
<b>47. Ivan Kanev</b> .....	<b>263</b>
AN APPROACH TO FPGA-BASED DESIGN OF WEIGHTED AVERAGE LINEAR SPATIAL FILTERS	
<b>48. Veselin Vasilev</b> .....	<b>269</b>
DISTRIBUTION OF POWER LOSSES OF TRANSMISSION AND SWITCHING IN INVERTER AND RECTIFIER MODE IN DIFFERENT STRUCTURES ON IGBT INVERTERS WITH TWO AND THREE LEVEL ON OUTPUT VOLTAGE	
<b>49. Veselin Vasilev</b> .....	<b>275</b>
INFLUENCE OF SWITCHING FREQUENCY AND MODULATION COEFFICIENT OVER HARMONIOUS COMPOSITION ON IGBT INVERTERS WITH TWO AND THREE LEVELS AND ACTIVE-INDUCTIVE LOAD	
<b>50. Dimitar G. Stoyanov</b> .....	<b>281</b>
PHOTOCONDUCTIVITY OF SEMICONDUCTORS. TRANSITION PROCESS DURING A PLANE CASE	
<b>51. Aleksandar Vuchev, Nikolay Bankov</b> .....	<b>285</b>
AN ANALYTICAL INVESTIGATION OF A SERIES RESONANT DC-DC CONVERTER WITH AN UNSYMMETRICAL CONTROLLED RECTIFIER	
<b>52. Katya Asparuhova</b> .....	<b>291</b>
SIMULATION OF THE CHARACTERISTICS OF PHOTORESISTOR AND APPLIED CIRCUITS FOR TRAINING IN ELECTRONICS	
<b>53. Katya Asparuhova</b> .....	<b>295</b>
SIMULATION OF THE CHARACTERISTICS OF PHOTODIODE AND APPLIED CIRCUITS FOR TRAINING IN ELECTRONICS	
<b>54. Ivan Rachev</b> .....	<b>299</b>
APPLICATION OF LINEAR SENSOR ARRAY TSLXXXX FOR CONTACTLESS MEASUREMENT OF OBJECT POSITIONING	
<b>55. Ivan Tanev, Svetoslav Ivanov</b> .....	<b>303</b>
COMPARATIVE ANALYSIS BETWEEN DRIVERS WITH ADAPTIVE LIMITATION OF CURRENT DRAIN COUPLED WITH FEEDBACK BY DERIVED OF CURRENT	
<b>56. Yanca Kissova, Svetoslav Ivanov</b> .....	<b>309</b>
SWITCHING POWER SUPPLY SOURCE FOR CHARGING THE CAPACITOR OF HIGH VOLTAGE	
<b>57. Stoyan Tzvetkov, Marian Taslakov, Emilio Mariotti, Sanka Gateva</b> .....	<b>313</b>
LIGHT-INDUCED ATOMIC DESORPTION FOR ALL-OPTICAL CONTROL OF LIGHT	
<b>58. Margarita Deneva, Boyana Deneva</b> .....	<b>317</b>
DEVELOPMENT OF NEW SOLUTION OF TWO-WAVELENGTH, TRANSVERSALLY LASER- PUMPED LASER	

<b>59. Nadejda Kaymakanova, Rayna Bojkova, Margarita Deneva .....</b>	<b>323</b>
LASER REMOVAL OF INAESTETIC BLOOD VESSELS	
<b>60. Vanya Plachkova .....</b>	<b>329</b>
POLARIZATION DEPENDENT GAIN IN ERBIUM DOPED FIBER AMPLIFIER IN OVER THE ITU COMMUNICATION GRID	
<b>61. Nikolay Gueorguiev, Aleksandar Kolarov .....</b>	<b>333</b>
CRITERIA FOR EVALUATION THE EFFECTIVENESS OF THE JAMMER FOR UNDERWATER COMMUNICATION SYSTEMS	
<b>62. Nikolay Gueorguiev, Aleksandar Kolarov .....</b>	<b>339</b>
CLASSIFICATION OF THE METHODS OF THE WORK OF JAMMER OF UNDERWATER COMMUNICATION SYSTEMS	
<b>63. Adriana Borodzhieva .....</b>	<b>345</b>
SYNTHESIS OF BCH-CODES DETECTING AND CORRECTING TWO-SYMBOLS ERRORS	
<b>64. Adriana Borodzhieva .....</b>	<b>351</b>
ENCODING AND DECODING USING REED-SOLOMON CODES WITH TWO- SYMBOLS ERRORS	
<b>65. Peter Z. Petkov .....</b>	<b>357</b>
AMBIENT TEMPERATURE IMPACT ON PERFORMANCE SPECS OF SATELLITE COMMUNICATION ANTENNAS	
<b>66. Margarita Terziyska, Yancho Todorov, Iliana Nacheva, Maria Doneva, Petya Metodieva.....</b>	<b>361</b>
ANALYSIS OF THE PARTICLE DISTRIBUTION IN GRANULAR FUNCTIONAL FOOD	





## ANALYSIS OF LIGHT LEVELS IN A CLASS IN A DAY USING WAVELET METHOD

T. CETIN AKINCI, UNAL SEVER, LEVENT GUNAYDIN, EMINE AYAZ, SERHAT SEKER

**Abstract:** Nowadays, image-based Wavelet transform is often used in image processing. Wavelet method is a processing technique for optimizing the image of the modern image. Diagonal elements of the output data of the vertical and horizontal wavelet can simultaneously be evaluated and a suitable cross-section, and a pattern can be obtained. In this study, wavelet, which is the variable light levels, was carried out by using the method of statistical analysis during the day. In the analysis, at 9 o'clock in the morning, at noon and in the evening hour's from 3pm to 5pm, at the same point in the histogram of the image, class distributions were investigated. The method is performed by using MATLAB program and it is observed that in the light of the data obtained are compatible with the observed changes in the statistical analysis of daylight.

**Key words:** wavelet method, image processing, image digitization, image modelling, lighting.

### 1. Introduction

Computer vision is the realization of computer analysis on one or more images with a single or more master processor according to time sequence with various techniques. Computer vision is a field that provides the extraction and analysis of information over image or image sets both theoretically and algorithmically by computer [1]. It includes the concepts dealing with the object and objects on image, the position and direction of object, and it's seize [2]. The earliest studies made on computer vision dates back to 1970s [2,3]. In the 1980s, by looking at the shapes and boundaries of object, objects were begun to be identified, and decisions were taken over these identified objects. In these studies, algorithms were predicated on such methods as corner fixation, acquiring shapes by shadowing, and physically based modelling. In the 1990s, it was achieved to process a lot of images from different angles [2-5]. Today, image processing studies are used in a wide range of applications such as face recognition, extracting factorization based structure from motion, image segmentation and three dimensional modelling [4-8].

This study focuses on examining the light level classroom environment.

### 2. Computer Vision

#### 2.1. Digitization of Image

Digitization of image is the conversion of the image in camera into electrical signals with optical-electric system. The image emerging in the center focuses on the sensors of camera. On these light elements, electrical signal are generated depending on the case of light. In Figure 1, the digitization stages of image are shown. These signals are the analogue signals used in image transfer to computer environment [1].

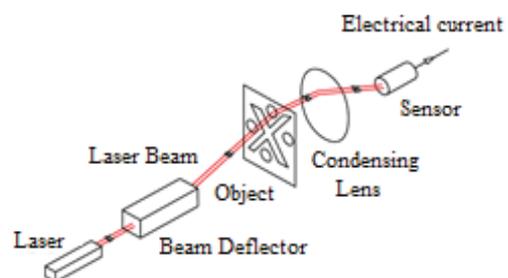


Fig. 1. Digitization Stages of Image [1]

## 2.2. Image Processing Techniques

After the image is digitized and transferred to computer environment, the image needs to undergo some significant processes in order to get the desired information [11,12]. Image processing, in general terms, is the manipulation and analysis of pictorial information [12,13]. Some basic stages pursued in this analysis can be summarized as: The first stage is the process of image acquisition. In Figure 2, it is generally shown the stages of image acquisition where the image is acquired via optical form, then converted into analogue form, and finally into digital form [13,14]. Here, there is an object enlightened by a source of light. The rays reflecting from the object are transferred to camera with optical form. These rays that define the object are converted into electrical signals in camera. In the last stage, the image turned into digital form is now ready to be transferred to computer environment and be processed. For this process, there is a need for systems that can convert the image sensor and the signals generated by this sensor into digital form. If the signals acquired from the sensors are still in analogue form, they can be digitized by analogue-digital converters [1].

After digital image is acquired, it is passed to pre-processing process. In this stage, the acquired image is made apparent and understandable so as to be processed in the latter process faultlessly and easily. Here on the image, the processes of filtering, amending structural faults and making the image apparent are realized. The later process is, however, the process of partitioning the image into its segments that compose the whole, or segmentation. This is called image partitioning or segmentation process. Detailed image partitioning processes are counted among the most difficult processes in image processing. For this reason, albeit with small mistakes, roughly image partitioning process is applied in general [1].

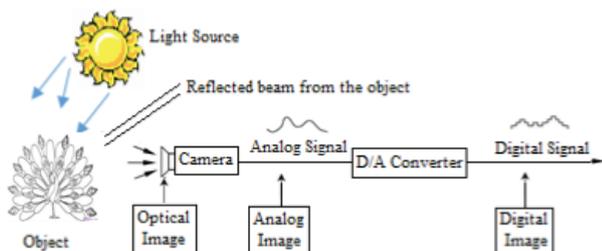


Fig. 2. Figure Caption Stages[1]

## 2.3. Modelling of an Image

Image is two-dimensional light intensity function. This function is shown as  $f(x,y)$ . Here  $x$  and  $y$  are cartesian coordinates and the digital value

of  $f$  in  $(x,y)$  point is, however, the brilliance value or grey level value of the image in the relevant point. A digital image, line and column indexes can be considered as a matrix composed of the elements that identify any point in the image. The numerical value of each element of this matrix is equal to grey level value corresponding to it. Each element of this numerical series is called image element, picture element or pixel [1,14,15].

In the light of the information given up to here, what the picture shown in Figure 3 means in computer environment was found out. In order to make an image function  $f(x,y)$  process able in a computer, it is necessary to digitize the function in terms of both spatial coordinates and amplitude. The digitization of cartesian coordinates is called sampling and the digitization of amplitude quantization. This expression is also named Shanon's Sampling and Quantization Theorem [10,11,12-18].

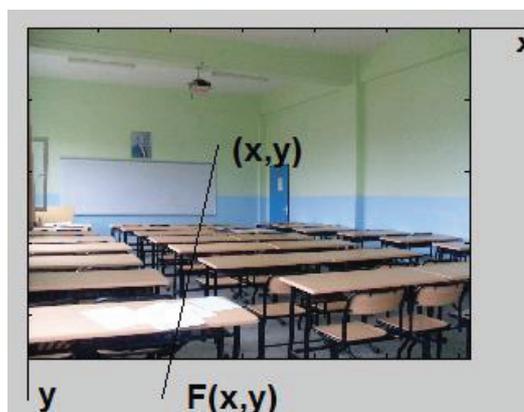


Fig. 3. Digital Image and its Axes

## 3. Mathematical and Statistical Background

In this section, the mathematical background of wavelet theory and statistical background is given.

### 3.1. Wavelet Technique

With this approach, optional time resolution is good in high frequencies, and optional frequency resolution is good in low frequencies. As a result, two very close rises can be parsed out when progressed to high frequencies in a way to increase time resolution. As explained, wavelet analysis becomes most successful with the signals composed of short time high frequency and long term low frequency compositions. The approach of changing resolution in different frequencies can be explained by describing the concept of "wavelet packets". Depending on the signal, in conformity with the Heisenberg uncertainty condition, random time-frequency resolutions can be selected [18-25].

Wavelet method was first used in a thesis by Haar in 1909. The most important feature of Haar wavelet function is that it has strong support. On the contrary to this, Haar wavelet function doesn't have steady derivative. In the studies carried out on sliding scale base functions in 1930s, Littlewood, Paley and Stein gained functions that keep their energy while their scale changing. In the 1950s-1960s, Littlewood-Paley theory was applied to partial differential equations and integral equations. In the years between 1960 and 1980s, studying on the functions they defined as the simplest elements of a function space and called atom, Guido Weiss and Ronald Coifman could reconstitute functions space through these atoms. Using Wavelet method, two and three dimensional filtration studies can be achieved.

Wavelet method can be expressed by Wavelet Transform and Multiresolution Analysis. According to this, assume that  $L^2(\mathbb{R})$  as a symbol that indicates a vector space for finite energy signs and is defined in  $x(t)$ ,  $L^2(\mathbb{R})$  space. Here  $\mathbb{R}$  is set of real numbers. In this case, finite energy signs provide the link,

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty \quad (1)$$

and the continuous wavelet transform of  $x(t)$  is defined as,

$$CWT_{\psi} x(a,b) = W_x(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{a,b}^*(t) dt \quad (2)$$

Instead of continuous extension and othering parameters, it is possible to identify the discrete parameters,  $a = a_0^m$ ,  $b = nb_0 a_0^m$ . In this case,  $c_1(n)$ , composes the approach version of the original signal and  $d_1(n)$  composes the detail presentation of the signal in wavelet transform form. These are defined as, respectively.

$$c_1(n) = \sum_k h(k-2n)c_0(k) \quad (3)$$

$$d_1(n) = \sum_k g(k-2n)c_0(k) \quad (4)$$

Here  $h(n)$  and  $g(n)$  are combined filter coefficients that parse  $c_0(n)$  into  $c_1(n)$  and  $d_1(n)$ . [24-26]. In the next scale parse, however,  $c_1(n)$  sign is used as base again [24-28]. In this study, statistical analysis was carried out using wavelet toolbox.

### 3.2. Discrete Wavelet Transform and Multiresolution Analysis

To use the wavelet transform for image processing we have to apply a 2D conformation of the analysis filter banks. In the 2D application, the 1D analysis filter bank is first implement to the columns of the image and the applied to the rows. If the images have rows  $N1$  and  $N2$  columns, than after using the 1D analysis filter bank to each column we have two sub-band images, each having  $N1/N2$  2 rows and columns; after applying the 1D analysis filter bank to each row of both of the two sub-band images, we have four sub-band images, each having  $N1/2$  rows and  $N2/2$  columns. This is presented in the Fig.4. The 2D sub-band synthesis filter bank combines the 4 images to get the original image of size  $N1$  by  $N2$  [27].

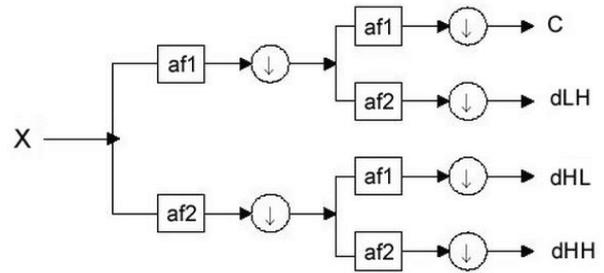


Fig. 4. Multi-resolution wavelet decomposition of an image [19].

$$(Tf)_{n,k} = \langle f, \psi_{n,k} \rangle = \int_{\mathbb{R}} f(x) \psi_{n,k}(x) dx, \quad (5)$$

Where  $\psi_{n,k}$  is of the form, and  $\psi$  is mother wavelet.

$$\psi_{n,k}(x) = a^{-\frac{n}{2}} \psi(a^{-n}x - kb), \quad (6)$$

CWT has important properties for signal processing technique. Thus, the use of CWT requires some approximations; inner product computation; scale and translation parameters sampling. A discrete version of wavelet transform is possible: the DWT Transform (DWT). Theory which allows getting such a transform is better explained starting from the Multi-Resolution Analysis (MRA). A fundamental result of the MRA theory is that, under some conditions, the DWT can be obtained through a digital filtering operation [28].

This transform is computationally very efficient and, therefore, it is named Fast Wavelet Transform (FWT). The first component to MRA is vector spaces. For each vector space, there is

another vector space of higher resolution until you get to the final image. And also, each vector space contains all vector spaces that are of lower resolution. The basis of each of these vector spaces is the scale function for the wavelet.

For all practical purposes one can consider of an image as a vector space such as  $V^j$  would be the perfectly normal image, and  $V^{j-1}$  would be that image at a lower resolution until you get to  $V^0$  where you just have one pixel in the entire image. For every vector space  $V^j$ , there is an orthogonal complement named  $W^j$  and the basis function for this vector space is the wavelet [29].

### 3.3. Fundamental Statistical Background

In this study, the images are made basic statistical analysis. In the analysis, standard deviation, minimum and maximum average values are calculated. In statistical computation, Matlab © Wavelet tool is used. The average of a set of  $n$  data  $X_i$ :

$$\bar{X} = \frac{\sum X_i}{n} \quad (7)$$

This is the mostly used measure of the spread or distribution of the data around the mean. The standard deviation is described as the square root of the variance (V).

The most repeated in a distribution of scores, the highest frequency of measurement results is called Mode. Similarly, the distribution points located in the middle ranked, called the median of measurement results [30-35].

$$s = \sqrt{\frac{\sum x_i^2 - nx^{-2}}{n-1}} \quad (8)$$

Mean Absolute Deviation (MAD) equation is given below.

$$MAD = \frac{\sum |X - \bar{X}|}{N} \quad (9)$$

Range is the difference between the lowest value and the highest value in a data series at equation 10.

$$R = (\text{Max. Val}) - (\text{Min. Val}) \quad (10)$$

In this experimental study, the determinations of the characteristics of daylight in the classroom are used statistical methods for a class environment. Researchers determined from a fixed point in the classroom, for photographs are taken at different times (morning, noon and afternoon). The statistical properties of the classroom were determined in terms of the light receiving on the captured photographs. In this sense, this study evaluated both as a statistical analysis of an image processing application as well.

## 4. Application of the Method

In the application of the method, a sunny day was preferred, in the same day, in a classroom environment; the analysis of the data acquired from the same point was made. The photos taken from the same point were recorded in a JPEG format, and the records were examined by Wavelet method. In this method, through Wavelet method, the image was partitioned into original image segments using discrete and inverse discrete wavelet method freed from only noise, and later it was retrieved. In Figure 5, it was tried to reach the segments of the image.

In Figure 4, the images recorded in the class environment at 9, 3pm and 5pm are given. In the image given at 5pm, it must be paid attention to the fact that armatures are on in the class.



Time:9am



Time:3pm

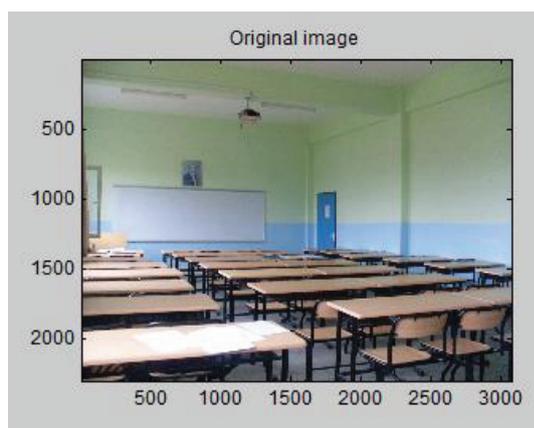


Time:5pm

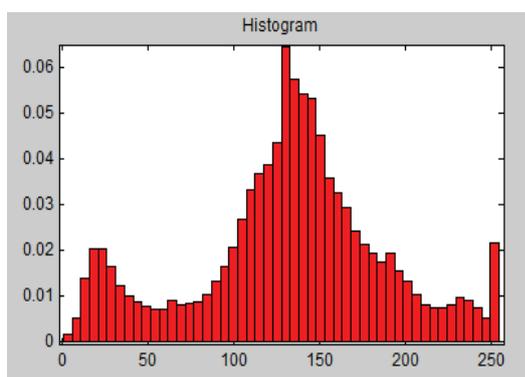
Fig. 5. The image recorded at different times in class environment.

In this virtual analysis, in the morning and afternoon hours, as the statistical analysis of lightening level in class environment was made, with the analysis of the data acquired in the evening, the analysis of class lightening level was also made.

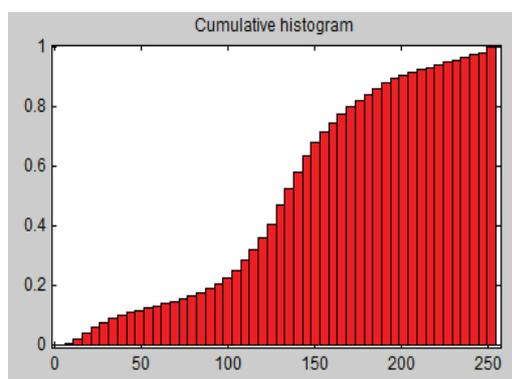
In Figure 6 below, the original image and histogram at 9 are given. It is a normal situation that the increasing curves in cumulative histogram are in increasing form. These cumulative histogram curves keep the same progress in three analyses.



a)



b)



c)

**Fig. 6.** (a) Original image at 9am, (b,c) Histogram and Cumulative Histogram graphic.

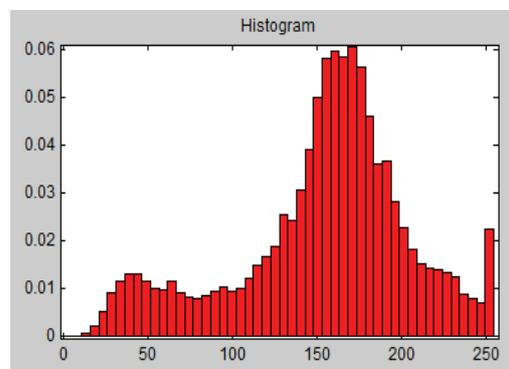
In Table 1, the statistical data of the analysis made at 9am are sorted. When the

statistical data acquired for the analysis made at different times during the day are examined in particular, it is observed that Mode is distinctive. The statistical values are examined, it is seen that some of the values are the same. The reason is due to the same Cumulative Histogram. Also, as can be seen from statistics, max and min values are the same. This analysis makes determining the mode and median values. In addition, the L1 and L2 values of the statistical wavelet analysis results are quite satisfactory.

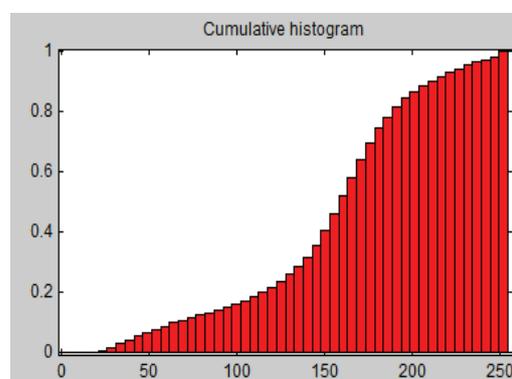
**Table 1.** Statistical analysis of the image recorded at 9.

Mean	132.9	Standart dev.	55.68
Median	136	Median abs dev.	28
Mode	130.5	Mean abs dev.	41.88
Max.	255	L1 norm	2.821e+009
Min.	1	L2 norm	6.639e+005
Range	254	Max norm	255

In Figure 7 and Table 2 again, the analysis of the data acquired at 3pm is made. Similarly, in Figure 8 and Table 3, the graphics of the analyses made at 5pm in the evening are given.



a)

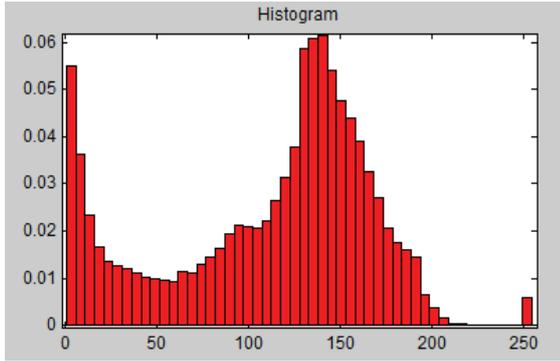


b)

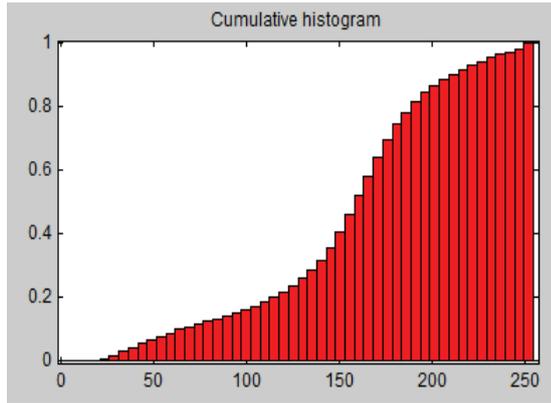
**Fig. 7.** Histogram (a) and Cumulative Histogram (b) graphic at 3pm.

**Table 2.** Statistical Data at 15

Mean	153.9	Standart dev.	51.91
Median	162	Median abs dev.	26
Mode	171.2	Mean abs dev.	39.25
Max.	255	L1 norm	3.267e+009
Min.	1	L2 norm	7.482e+005
Range	254	Max norm	255



a)



b)

**Fig. 8.** Histogram (a) and Cumulative Histogram (b) graphic at 5pm.

**Table 3.** Statistical data at 5pm.

Mean	111.4	Standart dev.	56.4
Median	129	Median abs dev.	31
Mode	140.7	Mean abs dev.	46.65
Max.	255	L1 norm	2.366e+009
Min.	1	L2 norm	5.754e+005
Range	254	Max norm	255

### 5. Conclusion

In the study carried out, as a field of work, one of the classrooms of Kırklareli University was chosen. In the class were taken photos from the

same point at 9am, 3pm and 5pm. On the acquired images, a statistical analysis was made with wavelet. With the statistical analysis conducted, firstly the differences between the times were tried to be determined. Again, the analysis about the photo taken in the evening hours is seen to include information about the enlightenment of the class.

As this study can be broadened by focusing on the case of armatures and enlightening the class, from these images acquired in different times, it can also be conducted in a way of prediction algorithm in the form of predicting the times by looking at the enlightening density in the images acquired in different seasons. Yet, in this study, it was contented with the statistical analysis made by using levels of lightening in different hours during the day

In the analysis performed, when the data acquired in different times during the day are analysed, Mode can be said to be changeable and distinctive. In the lightening technique again, the use of statistical analysis methods with Wavelet technique is accepted as a new application.

### REFERENCES

1. Yaman, K., Sarucan, A., Atak, M., and Aktürk, N. (2001). Preperation of Data for Dynamic Scheduling Using Image Processing and Arima Models, *Journal of Eng. And Arch. Faculty, Gazi University*. 16(1), 19-40. (in Turkish).
2. Xiang, S., Meng, G., Wang, Y., Pan, C., and Zhang, C. (2014). *Image Deblurring with Coupled Dictionary Learning*, *International Journal of Computer Vision*, 10.1007/s11263-014-0755-z.
3. Andrews, H., and Hunt, B. (1977). *Digital Image Restoration*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
4. Afonso, M. V., Bioucas-Dias, J. M., & Figueiredo, M. (2010). Fast image recovery using variable splitting and constrained optimization. *IEEE Transactions on Image Processing*, 19(9), 2345–2356.
5. Jia, K., Wang, X., & Tang, X. (2013). Image transformation based on learning dictionaries across image spaces. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 35(2), 367–380.
6. Dabov, K., Foi, A., Katkovnik, V., & Egiazarian, K. (2007). Image

- denoising by sparse 3d transform-domain collaborative filtering. *IEEE Transactions on Image Processing*, 16(8), 2080–2095.
7. Kamilov, U., Bostan, E., & Unser, M. (2012). Wavelet shrinkage with consistent cycle spinning generalizes total variation denoising. *IEEE Signal Processing Letters*, 19(4), 187–190.
  8. Mairal, J., Bach, F., Ponce, J., & Sapiro, G. (2010). Online learning for matrix factorization and sparse coding. *Journal of Machine Learning Research*, 11, 19–60.
  9. Joshi, N., Zitnick, C. L., Szeliski, R., & Kriegman, D. J. (2009). Image deblurring and denoising using color priors. In *International conference on computer vision and pattern recognition* (pp. 1–8). Miami, FL, USA.
  10. David A. Forsyth, D.A., and Ponce, J. (2002). *Computer Vision-A modern Approach*, Prentice Hall, Ed. 1. Upper Saddle River, New Jersey.
  11. Baxes, A G. (1994). *Digital Image Processing Principles and Applications*, John Wiley & Sons, Inc., USA.
  12. Er, O. and Temurtas, F. (2005). *Human Face Recognition*. Electronic Letters on Science & Engineering. 1(2), 1-12.
  13. Castelman, R.K. (1996). *Digital Image Processing*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA.
  14. Pratt, W.K. (1991). *Dimension Image Processing*. A wily-Interscience Publication John Willey & Sons Inc., Newyork, USA.
  15. Haralick, R.M. and Shapiro, L.G. (1993). *Computer and Robot Vision*, Addison Wesley Publishing Co., USA.
  16. Ciulin, D. (2008). Quantizing theorem. Intelligent Systems, IS '08. 4th International IEEE Conference (pp.5-12 - 5-16).Varna.
  17. Sweldens, W., and Piessens, R. (1993). Wavelet sampling techniques. In Proceedings of the Joint Statistical Meeting.
  18. Boche, H., Mönich, U.J. (2010). Approximation of Wide-Sense Stationary Stochastic Processes by Shannon Sampling Series. *IEEE Transactions on Information Theory*. 56(12), 6459-6469.
  19. Benedetto, J. and P. Ferreira, P. (2000). Introduction, in *Modern Sampling Theory*, J. Benedetto and P. Ferreira, Eds.. Birkhauser, Boston.
  20. Iwaki, M., and Toraichi, K. (1994). Sampling theorem for spline signal space of arbitrary degree. *IEICE Trans Fundamentals*. E77-A, 810–817.
  21. Akansu, A.N., Smith, M. (1995). *Subband and Wavelet Transforms: Design and Applications*, Kluwer, Dordrecht.
  22. Antonie, J-P., P. Carrette, P., Murenzi, R., Piette, B. (1993). Image Analysis with 2D Continuous Wavelet Transform, *Signal Processing*. 31, 241–272.
  23. Walter, G. (1992). A sampling theorem for wavelet subspaces. *IEEE Transactions Information Theory*, 38, 881–884.
  24. Daubechies, L. (1990). The Wavelet Transform, Time-Frequency Localization and Signal Analysis. *IEEE Trans. On Information Theory*, 36.
  25. Mallat, S. (1989). A Theory for Multi-resolution Signal Decomposition the Wavelet Representation. *IEEE Trans. Pattern Anal. And Machine Intelligence*. 31, 679-693.
  26. Grossman, A., and Morlet, J. (1985). *Mathematics and Physics*. 2, L. Streit, Ed., World Scientific Publishing, Singapore.
  27. <http://eeweb.poly.edu/iselesni/WaveletSoftware/standard2D.html>.
  28. [http://homes.di.unimi.it/ferrari/ElabImm\\_dott2011\\_12/2012\\_wavelet\\_2\\_double.pdf](http://homes.di.unimi.it/ferrari/ElabImm_dott2011_12/2012_wavelet_2_double.pdf).
  29. <http://davis.wpi.edu/~matt/courses/wavelets/>
  30. Seker, S., and Akinci, T.C. (2013). *Introduction to Statistics and Application of the Random Numbers*. Nobel Publishing, Turkey. (in Turkish).

31. Rubin, D.B., Little, R.J. (2002). *A., Statistical analysis with missing data*. New York, Wiley.
32. George W.C.II. *Fundamental Numerical Methods and Data Analysis*.
33. Miller, I.R., Freund, J.E., and Johnson, R. (1990). *Probability and Statistics for Engineers*. 4th ed., Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J.
34. Schervish, M.J. (1995). *Theory of statistics*. (Corr. 2nd print. ed.). New York. Springer.
35. Larsen, R.J., and Marx, M.L., (1986). *An Introduction to Mathematical Statistics and Its Applications*. 2nd ed. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J.

#### Authors' contacts

Tahir Cetin Akinci, Kirklareli University,  
Department of Electrical & Electronics  
Engineering, Kirklareli, Turkey.

Unal Sever, Kirklareli University, Faculty  
of Architecture, Kirklareli, Turkey.

Levent Gunaydin, Kirklareli University,  
Vocational School of Technical Sciences,  
Kirklareli, Turkey.

Emine Ayaz, Istanbul Technical University,  
Department of Electrical Engineering,  
Istanbul-Turkey.

Serhat Seker, Istanbul Technical University,  
Department of Electrical Engineering,  
Istanbul-Turkey.

E-mail: [cetinakinci@hotmail.com](mailto:cetinakinci@hotmail.com)

E-mail: [unal.sever@klu.edu.tr](mailto:unal.sever@klu.edu.tr)

E-mail: [levent.gunaydin@klu.edu.tr](mailto:levent.gunaydin@klu.edu.tr)

E-mail: [ayaze@itu.edu.tr](mailto:ayaze@itu.edu.tr)

E-mail: [sekers@itu.edu.tr](mailto:sekers@itu.edu.tr)



## ПРОДУКТИ С ОТВОРЕН КОД И СКАДА ЗА АВТОНОМНИ БЕЗПИЛОТНИ СИСТЕМИ

АНГЕЛ ИВАНОВ, СТЕФАН БИЛИДЕРОВ, ПЕТЪР ГЕЦОВ

**Резюме:** Разработването на автоматични системи чрез продукти с отворен код и мрежови технологии не подминава и областта на безпилотните летателни апарати. В настоящата публикация са представени напълно безплатни методи и продукти, използвани за създаването на перспективни системи за БЛА.

**Ключови думи:** БЛА, Ардуино, Модбъс, СКАДА, Сайлаб.

## OPEN SOURCE PRODUCTS AND SCADA FOR AUTONOMOUS UNMANNED SYSTEMS

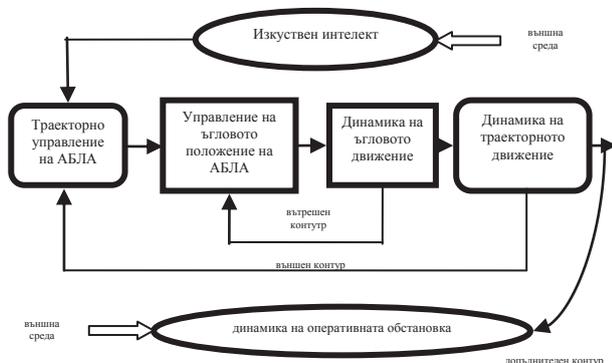
ANGEL IVANOV, STEFAN BILIDEROV, PETAR GETSOV

**Abstract:** The development of automation systems using open source products and network technologies does not pass by the area of unmanned aerial vehicles. In this publication are presented completely free methods and products which are used to create perspective systems for UAV.

**Key words:** UAV, Arduino, Modbus, SCADA, SciLab

### 1. Въведение в проблема

Приложението на безпилотните системи в дейността на човека вече не е екзотика, накъдето и да се обърне потребителят, се забелязват технологии, които са приложени в безпилотните системи (БС).



Фиг. 1. Структура на ПНК за БС

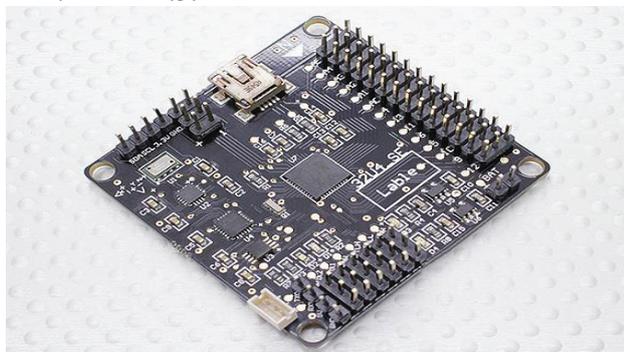
На борда на БС се разполага пилотажно-навигационен комплекс (ПНК) с поне два контура: вътрешен и външен (Фиг.1).

Вътрешният контур (регулаторът) се грижи за ъгловото положение на БС в пространството, а външният контур (системата за автоматично управление (САУ)) има за задача да управлява траекторното движение на базата на ъгловото положение на средството.

При безпилотните летателни апарати (БЛА) движението е по максималните шест степени на свобода, затова и на Фиг.1 е показана блокова схема за автономен БЛА (АБЛА).

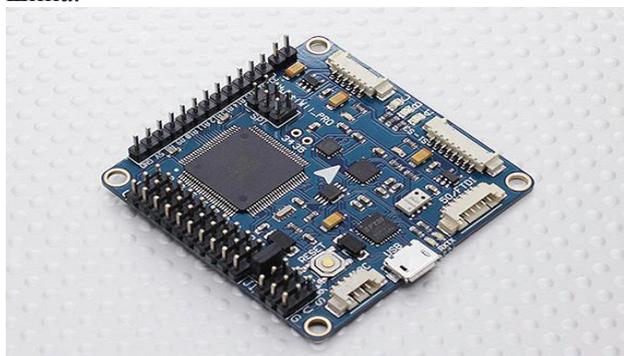
На базата на съвременните компютърни технологии за управление, ролята на вътрешен и външен контур се изпълнява от една платка, като софтуерно се залага алгоритъмът на нейната работа. Подходяща платформа за разработването на ПНК на БС е Arduino, защото самата система е достатъчно лесна за програмиране, дори и от непрограμισит, интегрирана е много добре със софтуерни продукти, като Matlab-Simulink, Scilab и др.

Освен това е базирана на безплатни инструменти, което я прави привлекателна не само за любителски цели, но и за професионалисти. Разработени ПНК, които се намират на пазара и работещи със софтуер предоставен от разработчиците са показани на Фиг. 2 и Фиг.3.



**Фиг. 2.** MultiWii MicroWii Flight Controller базиран на ATmega32U4

На Фиг.2 [1] САУ има възможност да получава до 6 външни входа за задаване на необходимите величини, 6 изхода за управление на изпълнителни устройства (ИУ). Системата от Фиг.2 разполага със собствен измервателен комплекс, комуникиращ с контролера чрез I<sup>2</sup>C шина.



**Фиг. 3.** MultiWii u Megapirate AIO Flight Controller базиран на ATmega 2560

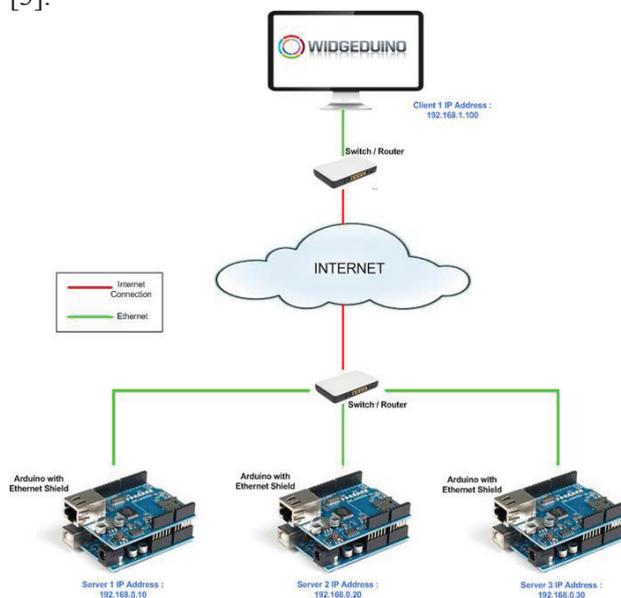
САУ от Фиг.3 [2] има възможност да получава 8 входни сигнала и да управлява 8 ИУ. Също така притежава собствен измервателен комплекс и възможност да управлява и стабилизира поставка за камера на борда.

Системите от Фиг.2 и Фиг.3 имат възможност да работят с готов софтуер за любителски цели или да изпълняват програмирани алгоритми за професионално приложение.

Платформата Arduino е възможно да се използва за индустриални приложения чрез интегрирането и в SCADA системи. Това също не е екзотика, защото към днешна дата е разработена колекция от Arduino библиотеки –

SimpleModbus, която позволява серийна комуникация използвайки Modicon Modbus RTU протокол за SimpleModbusMaster и SimpleModbusSlave.

За Processing средата, също така е разработен класът ModbusMaster, който позволява да се комуникира директно с modbus RTU slave, на който и да е хардуерен сериен порт. Примерна SCADA система с Arduino контролери на ниско ниво е показана на Фиг.4 [3].



**Фиг. 4.** Примерна SCADA с Arduino базирано на Microsoft Windows платформа

Поради факта, че Arduino е отворена платформа и много разработчици публикуват своите успехи в интернет пространството, развитието на човеко-машинния интерфейс е неизбежен. В SCADA, този интерфейс е в най-горното управленско ниво.

За разлика от скъпо платените продукти на Microsoft, на които е базирана системата от Фиг.4 Wideduino, разработчиците все повече търсят начин за използване на отворени софтуерни и хардуерни платформи за своите идеи. Примери за работа върху такива системи могат да се видят в най-големия сайт за свободно наемащи се разработчици [4].

Въпросът е: *Приложими ли са отворените продукти и SCADA с безжично предаване и приемане на данните при БЛА с Arduino базиран ПНК?*

В известните ни информационни източници има много малко информация по този въпрос. Например в [5] се обясняват детайлите относно система за сбор на данни и система за безжична телеметрия при високия клас БЛА. Главните изисквания, които се поставят към

системата, обединяваща споменатите две са: голям обхват; ниска консумация на електроенергия; компактни размери. За да се достигнат тези изисквания на борда на БЛА се монтират висотомер, GPS модул, микроконтролер, ZigBee модул и дисплей с човекомашинен интерфейс, който е поставен в наземната станция за контрол и управление.

Положителни страни на описаната система са, че тя е завършена, с ниска цена и възможност да се монтира на всеки тип БЛА, опериращи по различни видове задачи.

Целта, конкретно на тази система е да може да доставя полезен товар в размер на около 1 килограм от височина 30 метра при мониториране и управление на височината на полета от базовата станция в реално време. Освен това е необходимо да се записва височината на полета в момента на отделянето на товара от машината. На дисплея се изобразява точният момент на пускането на товара в зависимост от височината, хоризонталната и вертикалната скорости на полета на БЛА.

В друг доклад [6] е описано разработването на нискобюджетен балонен сателит на Земята, опериращ на височина до 30км. Данните от сателита се изпращат до наземна станция, където информацията се обработва, анализира и изобразява. Така получената информация, освен за решаване на конкретните задачи поставени пред мисията на сателита се използва и за неговото проследяване и управление в реално време. Така оборудваният сателит се използва и за изпълнение на задачи характерни за различни БЛА.

Идеята е данните от сензорите на борда на балонния сателит да се предават в реално време на земята. В наземната станция, данните получавани от сензорите вградени в сателита се изобразяват на монитор благодарение на потребителски графичен интерфейс. Освен това, тези данни се записват, както в наземната станция, така и на SD карта на борда на сателита.

Разработването на криптирането на информацията при безжично комуникиране на подобна на разглежданата система, както и изследвания за нейната работа и изразходване на капацитета на батерията на борда, при наличие и липса на криптиране на данните е показано в [7].

Всичко казано до тук, както и малкото на брой литературни източници и годините на тяхното публикуване дават основание на авторите да приемат, че разглежданата тематика е актуална и приложима в областта на БЛА.

## 2. Анализ на приложимостта на подобна система при БЛА

Такава система е необходима, за отстраняване на методичната грешка при автономното измерване на абсолютната и относителна височина на полета над земната повърхност, чрез барометричен висотомер. Проблемът при баро-висотомерите, е че не могат да измерват истинската височина на полета, поради метода, на който се основава тяхната работа.

Работата на баровисотомера се свежда до измерване на абсолютното атмосферно налягане, след което чрез хипсометрическите формули, това налягане се превръща във височина на полета. Получаването на борда на реалното барометрично налягане, над мястото за излитане и кацане на БЛА, премахва методичната грешка при измерването на височината на полета. По този начин се дава възможност за измерване на истинската височина, информацията за която е критична особено в етапа на кацане.

Съвременните БЛА се характеризират с широк диапазон на изменение на аерометричните параметри на полета и повишени изисквания към точността на измерването им. Повечето класове БЛА летят на височини до 11 км, поради това разглежданията ще се правят до тази височинна граница.

След математически преобразувания, от стандартната барометрическа формула се получава хипсометрическата формула:

$$H = \frac{T_0}{\tau} \left[ 1 - \left( \frac{p}{p_0} \right)^{R \cdot \tau} \right] \quad (1)$$

където: R е газова константа;

$T_0$  е температура при повърхността;

$\tau$  е температурен градиент;

p е налягането на височината на полета;

$p_0$  е налягането на морското равнище.

Налягането и температурата на въздуха на една и съща височина не остават постоянни, а имат значителни случайни вариации, зависещи от времето на денонощието и годината, слънчевата активност, облачността и други метеорологични фактори. Това води до редица методични грешки.

Ако след излитането на аеродрома се е изменило барометричното налягане, приборът ще показва относителната височина с грешка:

$$\Delta H = \frac{T_0}{\tau} \cdot \frac{p^{2R\tau}}{p_1^{R\tau}} \cdot \frac{(p_1^{R\tau} - p_0^{R\tau})}{p_0^{R\tau} \cdot (p_0^{R\tau} - p^{R\tau})} \quad (2)$$

При изменение на температура на мястото за кацане (излитане в сравнение с разчетената по стандартна атмосфера), грешката при измерване на относителната височина на полета ще бъде:

$$\Delta H = \frac{p_0^{R\tau} - p^{R\tau}}{p_0^{R\tau}} \cdot (T_1 - T_0) \quad (3)$$

Обикновено, промяната на атмосферното налягане е свързана с промяна в температурата на околната среда, и обратното. В този случай изразът за грешката в отчитането на относителната височина ще бъде:

$$\Delta H = \frac{T_1 \cdot p_0^{R\tau} \cdot (p_1^{R\tau} - p^{R\tau})}{T_0 \cdot p_1^{R\tau} \cdot (p_0^{R\tau} - p^{R\tau})} \quad (4)$$

За компенсация на тези грешки, трябва да се знае налягането  $p_1$  и температурата  $T_1$  при земята на точката за кацане (излитане) и това е един от многото примери за приложението на подобна система при съвременните БЛА.

### 3. Изследвания и експерименти

С цел провеждането на реални експерименти е необходимо да се набави апаратура, софтуер и хардуер за изследване на приложената система.

От гледна точка на потребителите, системата се разделя на два сегмента:

1. Оборудване на борда на БЛА;
2. Оборудване на наземната станция.

Целта е с минимум средства и продукти с отворен код да се постигне желаният резултат.

Така например, за да се изпълни погорното условие, на борда на БЛА се монтира Arduino контролер, като са възможни два варианта:

1. Arduino контролера да комуникира през USB с друг компютър, на който е инсталирана Linux операционна система, а този компютър да се грижи за безжичната връзка с наземната станция.
2. Arduino контролера да комуникира с наземната станция чрез Arduino WiFi Shield.

В първия случай, вариант за използване на компютър е продукт на българската фирма OLIMEX LTD, като например OLinuXino - A13 - Open Source Hardware Board. За целите на изследването, вместо гореспоменатия компютър

се използват конвенционални компютри с инсталирана Linux операционна система, като от емпирична гледна точка се счита, че се удовлетворяват изискванията за изпълнение на поставената задача. За ардуино контролер се използва MultiWii PRO Flight Controller w/MTK GPS Module.

При втория вариант се използват изцяло продуктите на OLIMEX LTD - OLIMEXINO-32U4, еквивалентно на Arduino Leonardo, но комуникиращо чрез UEXT connector с MOD-WIFI-ESP8266.

За наземната станция се използва компютър с инсталирана SciLab система на Linux платформа.

#### 3.1. Предварителни настройки

Серийна комуникация по ModBus с Arduino борда се осъществява чрез програмирането му със скеча от examples в Arduino IDE. По този начин контролера се превръща в slave устройство.

В скеча на modbus slave-a трябва да се конфигурират input/output pins към съответното адресно пространство на паметта на ModBus slave-a, заради спецификацията на modbus протокола.

Работата на Arduino борда по WiFi се осигурява от специална библиотека при наличието на специализирана платка - WiFi shield, разширяваща възможностите на контролера.

Arduino комуникира с WiFi shield използвайки SPI шината, като WiFi библиотеката е подобна на Ethernet библиотеката и много от функциите са същите. От своя страна WiFi класът инициализира Ethernet библиотеката и мрежовата връзка.

За осигуряване на TCP/IP комуникацията се прави проверка, кои портове са отворени на компютъра от към Internet. Това може да се осъществи на URL: <http://ping.eu/port-chk/>, като се въведе IP на запитвания и порта, който се проверява. За ModBus TCP комуникацията, 502 port е стандартен. Ако порта е затворен, то той трябва да се отвори, това се осъществява от настройките на маршрутизатора - port forwarding.

IP адресите на master устройството и на slave устройството е препоръчително да бъдат реални и статични, когато комуникацията ще се извършва през Internet пространството. Ако са в една и съща локална мрежа, не е необходимо да бъдат с реални Internet IP адреси.

SciLab има възможност да работи с Modbus, но за това е необходима предварителна подготовка. Трябва да се изтегли ModBus Tools

Atom от атомите на системата чрез преминаване по следния път: All Modules -> Modbus->install.

За целите на задачата е необходимо да се настрои SciLab за работа с бази данни. Това се осъществява чрез инсталирането на атома Database Toolbox пак по следния път: All Modules -> Database Toolbox ->install. Този атом дава възможности на SciLab за достъп до създадена база данни.

И накрая, за тестване на modbus връзката, както и за софтуерни изпитания и експерименти се инсталира в средата Wine slave симулатора Mod\_RSSim.

След така осъществената подготовка се преминава към експериментите.

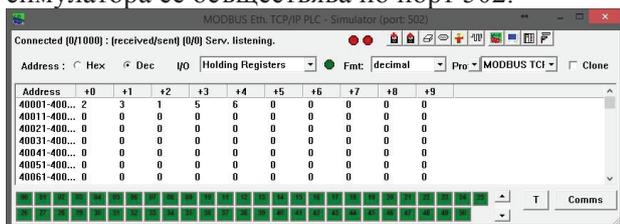
### 3.2. Софтуерни експерименти и симулации

За проверка на възможността за комуникация по Internet със стандартния протокол Modbus е необходимо да се запусне предварително инсталираният slave симулатор и да са изпълнени всички настройки от предишната секция.

При този експеримент SciLab се явява master, а Mod\_RSSim изпълнява ролята на slave. Тук има два варианта на комуникация:

1. експериментът се осъществява на локална машина;
2. експериментът се осъществява с отдалечени машини;

При първия вариант SciLab и Mod\_RSSim са стартирани на един и същи компютър, а връзката между localhost-а и симулатора се осъществява по порт 502.



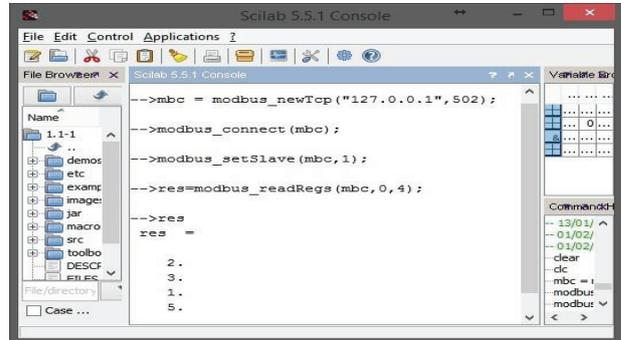
Фиг. 5. Изглед на екрана с Mod\_RSSim симулатора

За да се осъществи връзка между SciLab и Mod\_RSSim се създава променлива, чрез която се отваря TCP socket към таргет IP-то, като се задава localhost-а при работа на локалната машина. След което се създава връзка между двете приложения, като по този начин се осъществява комуникацията с modbus slave-а.

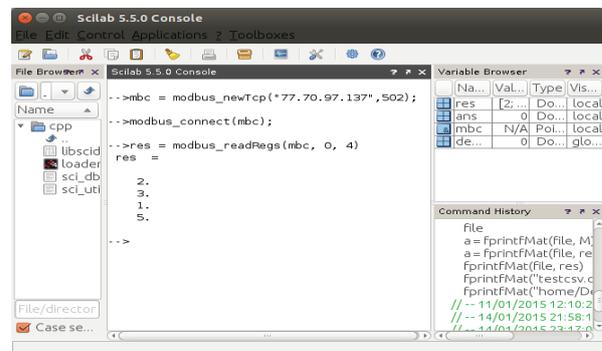
За да се четат избраните симулирани Holding Registers на PLC се задава тяхното адресно пространство. По този начин стойностите на регистрите се извеждат на

екрана, като резултата от към страна на SciLab е показан на Фиг.6.

Когато достъпът до симулатора се осъществява от отдалечена машина е необходимо да се зададе IP на машината, която хоства симулатора. Резултатът е показан на Фиг.7.



Фиг. 6. Прочетенят резултат в SciLab от localhost



Фиг. 7. Прочетенят резултат в SciLab от отдалечена машина

С помощта на този експеримент се доказва работоспособността на протокола ModBus със SciLab.

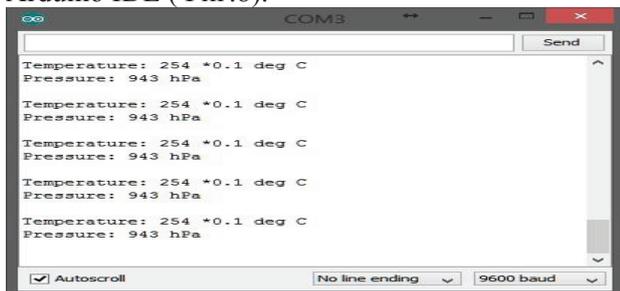
### 3.3. Хардуерни експерименти и симулации

Хардуерните експерименти са проведени с два борда на Arduino, играещи ролята на slave: първият е MultiWii PRO Flight Controller, а вторият е OLIMEXINO-32U4.

При първия случай, от Arduino борда се четат данните на вградения барометричен сензор по USB връзка, чрез компютър на Linux платформа. SciLab посреща данните на борда на БЛА, получавани в случая от баросензора и ги записва в .csv файл.

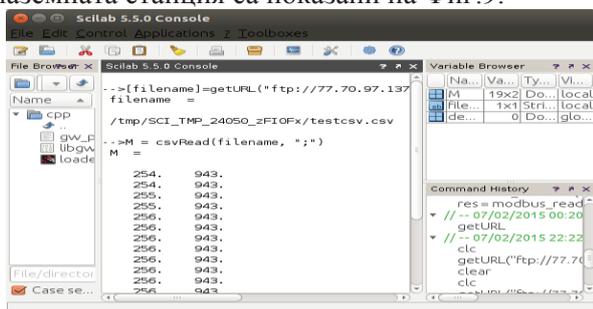
За осигуряване на четенето на вградения барометричен сензор BMP085 по I<sup>2</sup>C шината се създава скеч в Arduino IDE, към който се добавя също и част за осигуряване на комуникацията по ModBus на Arduino slave устройството. В скеча на modbus slave-а, трябва да се конфигурират input/output pins към съответното адресно

пространство на паметта на ModBus slave-a, заради modbus протокола. Комуникацията по I<sup>2</sup>C шината се проследява на Serial Monitor в Arduino IDE (Фиг.8).



Фиг. 8. Резултат от работата на сензора показан в Serial Monitor на Arduino IDE

Полученият .csv файл на борда на БЛА се прочита от SciLab на наземната станция, от своя страна SciLab на наземната станция създава .csv файл с данни за текущата температура и барометрично налягане на точката за излитане/качане. От своя страна SciLab на борда на БЛА прочита .csv файл създаден от наземната станция и внася необходимите корекции при изчисляване на височината на полета. Резултатите от прочитането на данните в наземната станция са показани на Фиг.9.



Фиг. 9. Прочитане на данните в наземната станция

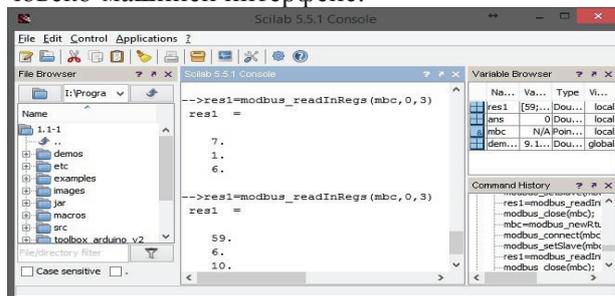
Във втория случай, Arduino борда комуникира директно по WiFi с наземната станция. SciLab инсталиран на наземната станция чете и пише в него. Резултатите от съвместната работа на бордовата система и наземната станция са показани на Фиг.10, като използваният сензор е жирокоп ITG 3200.

#### 3.4. Достъп и отчети от база данни

В разглеждания случай, за целите на изследването е удобно да се пише и чете от текстови файлове с разширение .csv. При разработване на професионална система, ще се използват вградените инструменти за заявки и отчети към създадена база данни.

#### 3.5. Създаване на човеко-машинен интерфейс

Използвайки вградените инструменти на SciLab е възможно във всеки един момент от време да се създаде най – удобния и подходящ за текущото предназначение на системата човеко-машинен интерфейс.



Фиг. 10. Съвместна работа на бордовата и наземна системи

#### 4. Заключение

Чрез реални експерименти е доказана възможността за приложението на SCADA с безжично предаване и приемане на данни при БЛА с Arduino базиран ПНК. Резултатите от този доклад са приложими, не само при коригиране на височината на полета на БЛА, но и за целия му вектор на състояние.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. MultiWii MicroWii Flight Controller <<http://www.rcgroups.com/forums/showthread.php?t=1814078>> 10.04.2015г.
2. Multiwii and Megapirate Flight Controller <<http://www.hobbyking.com>>10.04.2015г.
3. *Creating a SCADA system with WidgeDuino* <<http://wizwiki.net/>> 28.01.2015г.
4. *Arduino data logger design for SCADA* <<https://www.freelancer.com>> 28.01.2015г.
5. Ramesh Kamath, Siddhesh Nadkarni, Kundan Srivastav, Dr. Deepak Vishnu Bhoir. (2013) *Data acquisition system and telemetry system for unmanned aerial vehicles for sae aero design series*. International journal of electronics and communication engineering & technology, Volume (4), Issue 5, September – October, pp. 90-100.
6. Rahul Munagala. (2014) *Space Ballooning*. Journal of Automation and Control Engineering Vol. (3), No.4, August.
7. Ingus Kruminis. (2014) *Security Impact on Embedded System Performance*. <<https://pure.ltu.se/portal/files/96907810/LTU-EX-2014-96885496.pdf>> 30.01.2015г.

Е-mail адрес:

Иванов: angel.b.ivanov@gmail.com  
 Билдеров: biliderow\_ss@yahoo.com  
 Гецов: director@space.bas.bg.



## ОЦЕНКА НА СПЕКТРАЛНИТЕ СВОЙСТВА НА НЕРЕГУЛЯРНИ ПРОЦЕСИ В ДИСКРЕТНИ НЕЛИНЕЙНИ ДИНАМИЧНИ СИСТЕМИ

ГАЛИНА ЧЕРНЕВА, АНТОНИО АНДОНОВ

**Резюме:** В настоящата работа е разгледан честотният спектър на процесите в дискретна нелинейна динамична система като критерий за оценка на техния характер. Изследването е направено в среда на Mathcad, като е извършено усредняване на резултатните честотни спектри, получени при отделните итерации, чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху автокорелационната функция на процеса.

**Ключови думи:** дискретни нелинейни динамични системи, хаотични процеси, честотен спектър, логистично уравнение

## EVALUATION OF THE SPECTRAL PROPERTIES OF INREGULAR PROCESSES IN DISCRETE NONLINEAR DYNAMIC SYSTEMS

GALINA CHERNEVA, ANTONIO ANDONOV

**Abstract:** In this work is discussed the frequency spectrum of processes in a discrete nonlinear dynamic system as assessment criterion on their character. The research was done in an environment of Mathcad, it is done by averaging the received frequency spectrums. This spectrums are obtained in different iterations by applying a Furier fast transform on the an autocorrelation function of the process.

**Key words:** discrete nonlinear dynamical systems, chaotic processes, frequency spectrum Logistic map

### 1. Въведение

Известно е [1,2,6], че в нелинейните динамични системи (НДС) се развиват както хаотични, така и регулярни процеси (периодични и квазипериодични). Промяната на режима се осъществява благодарение на силната чувствителност на процеса към изменение на параметрите на системата [3,4]. Различните колебания имат различни спектрални свойства и техният анализ е съществен момент от изследването на процесите в НДС [5,7].

В работата е изследван честотният спектър [8] на процесите, генерирани от дискретна НДС с логистично уравнение [1] (Logistic map), при

изменение на управляващия параметър на системата. Изследването е направено в среда на Mathcad [9]. Заключениеята относно характера на изследваните процеси са извършени на базата на резултатните честотни спектри.

### 2. Теоретична постановка

Процесите, генерирани в дискретни НДС, имат сложен характер. Много често в тях се наблюдава редуване на зони на периодичност и хаотичност. Това позволява представянето им като сума от две компоненти– периодична и хаотична:

$$x_n = \sum_k X_k e^{jn\omega_k} + y_n \quad (1)$$

където периодичните съставлящи се променят с честота

$$\omega_k = 2\pi/T_k,$$

$T_k$  е период,

$y_n$  е хаотичната съставляща.

Честотният спектър на процес (1) може да се представи във вида:

$$F(\omega) = F_X(\omega) + F_y(\omega), \quad (2)$$

където  $F_X(\omega)$  е спектър на периодичната компонента,

$F_y(\omega)$  - честотен спектър на хаотичната компонента.

Съгласно преобразуването на Фурие, честотният спектър на периодичната съставляща е дискретна функция и може да се запише като

$$F_X(\omega) = \sum_k |X_k|^2 \delta(\omega - \omega_k), \quad (3)$$

където

$$\delta(u) = \begin{cases} 0, & u \neq 0 \\ \infty, & u = 0 \end{cases}$$

е функция на Дирак.

Спектърът на хаотичната съставляща на процеса

$$F_y(\omega) = |y(\omega)|^2 \quad (4)$$

е непрекъснат.

Следователно, ако при промяна на управляващия параметър на изследваната система се наблюдава внезапно преминаване от дискретен към непрекъснат спектър, това ще е указание за преход към хаос чрез бифуркация, при условие, че системата е изолирана от външен шум.

### 3. Илюстративен пример

Изследвано е изменението на честотния спектър в зависимост от характера на процеса за дискретна НДС, описана с логистично уравнение:

$$x_{k+1} = cx_k(1 - x_k), \quad (5)$$

$$x_k \in [0,1]$$

където  $c$  е управляващ параметър,

$k = 0,1,2,\dots$  е пореден номер на итерацията.

Честотният спектър на (5) е получен чрез алгоритъма на бързото преобразуване на Фурие [2], на база на еднозначната му връзка с автокорелационната функция, определена като [1]:

$$B(n) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (x_k - \langle X \rangle)(x_{k+n} - \langle X \rangle), \quad (6)$$

където:

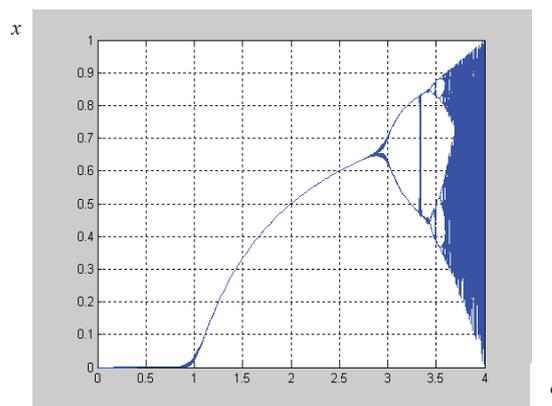
$$\langle X \rangle = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k \quad (7)$$

е средната стойност на изследвания сигнал.

Направено е моделиране на уравнения (5) и (6) в Mathcad при избрани начална стойност  $x_0 = 0.3$  и итерации  $k = 1023$ .

Честотният спектър на процеса е получен при изменение на управляващия параметър  $c$  чрез вградените в Mathcad функции.

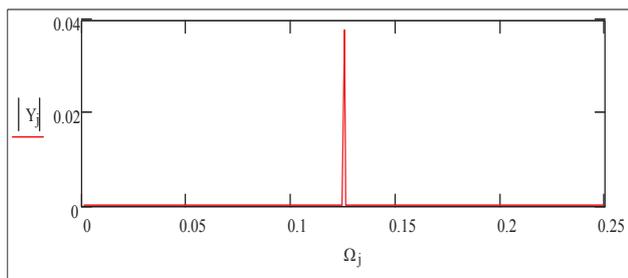
Разгледаните стойности на параметъра са съобразно бифуркационната диаграма, дадена на фиг.1.



Фиг.1

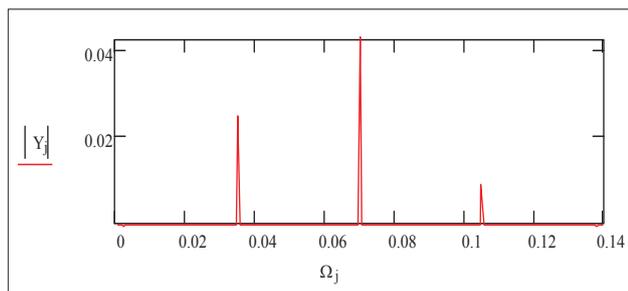
Съгласно бифуркационната диаграма при  $c=3$  се наблюдава периодичен режим. Честотният спектър, получен в Mathcad за този случай, е даден на фиг.2.

За стойност на параметъра  $c=3.5$  на бифуркационната диаграма се наблюдава редуване области с периодичен режим и хаос.



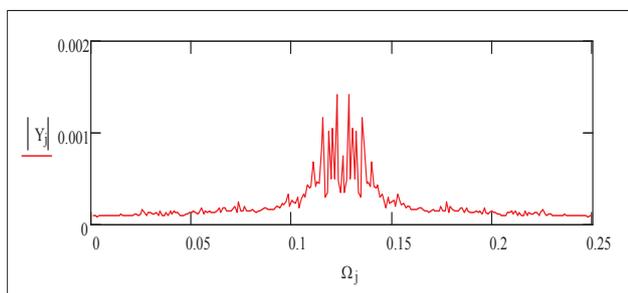
Фиг.2

Честотният спектър на процеса за този случай е показан на фиг.3.



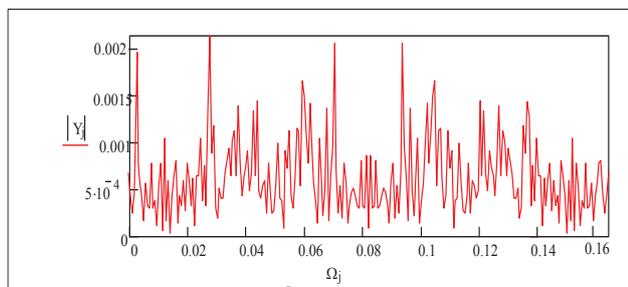
Фиг.3

При  $c=3.7$  настъпва хаотичен режим, честотният спектър на който е даден на фиг.4.



Фиг.4

При по-нататъшно увеличаване на параметъра до стойност  $c=4$  се получава непрекъснат спектър, което съответства на хаотичен режим (фиг.5).



Фиг.5

Резултатите от симулациите показват, че при периодичен режим в спектъра се наблюдава един изолиран максимум. При редуване на хаотичен с периодичен режим максимумите са повече от 1. Когато процесът е наслагване на периодична и хаотична компонента, спектърът е комбинация от двата вида –остри пикове около определени  $\Omega_j$  на фона на почти равномерната крива  $F_Y(\omega)$ . При напълно хаотичен режим спектърът е непрекъснат.

#### 4. Заключение

Резултатите от настоящето изследване показват, че като критерий за оценка на прехода от периодичен към хаотичен режим в дискретни НДС може да се използва характерът на честотния спектър на процеса. Когато при промяна на управляващия параметър, се наблюдава качествено изменение на структурата на спектъра от дискретен към непрекъснат, това е показател за преход към нерегулярен режим в НДС. Трябва да се има предвид обаче, че този показател не е достатъчен за категоричното решение, че полученият статичен непрекъснат честотен спектър съответства на детерминиран хаос.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Khalil H.K. (2001) *Nonlinear Systems*. Prentice Hall. USA
2. Baker G.L. and J.G. Gollub. (1996) *Chaotic dynamics- an introduction*, Cambridge University Press
3. G. Kolumbán. (2000) Theoretical noise performance of correlator-based chaotic communications schemes. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 47.
4. Matsumoto T., Chua L.O. (1993) Special Issue on Chua.s Circuit: Paradigm for Chaos. *Journal of circuits, systems and computers*. vol. 3(2).
5. Kapitanialc, T. (2000) *Chaos for Engineers: Theory, Applications and Control*. Second revised edition, Springer. Berlin

6. Дмитриев А. С. (1993) Хаос и обработка информации в нелинейных динамических системах. Журнал *Радиотехника и электроника*. Российской Академии Наук. № 1. с. 1-24.
7. Магницкий Н. А., Сидоров С.В. (2004) *Новые методы хаотической динамики*. УРСС, Москва
8. Пропис Дж. *Цифровая связь*. (2000) Радио и связь, Москва
9. Дьяконов В.П. (2004) *Энциклопедия Mathcad 2001i и Mathcad 11*. Солон-Пресс. Москва

Контакты

Адрес: 1574 София, ул. „Гео Милев” 158

ВТУ „Тодор Каблешков”

E-mail: [cherneva@vtu.bg](mailto:cherneva@vtu.bg)

E-mail: [andonov@vtu.bg](mailto:andonov@vtu.bg)



## ПРОГНОЗИРАНЕ НА ПОТРЕБЛЕНИЕТО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ НА ОБЩЕСТВЕН ОБЕКТ

АЛЕКСАНДЪР АНГЕЛОВ, НИКОЛА ШАКЕВ, ГЕОРГИ ГАНЕВ

**Резюме:** В доклада се разглежда създаването на ARIMA модел за прогнозиране на потреблението на електрическа енергия на действителен обект - обществена сграда, с предоставена мощност 623 kW. Избраният модел има за цел получаване на почасова прогноза на потреблението през следващото денонощие. Направени са анализи и са представени числени резултати.

**Ключови думи:** методи за прогнозиране, свободен пазар на ЕЕ, потребление на ЕЕ

## ELECTRICITY CONSUMPTION FORECASTING OF PUBLIC FACILITY

ALEXANDER ANGELOV, NIKOLA SHAKEV, GEORGI GANEV

**Abstract:** The report considers the creation of the ARIMA model for forecasting electricity demand of real object - a public building, provided with power 623 kW. The model aims to obtain hourly demand forecast for the next day. An analysis and numerical results are presented.

**Key words:** forecasting methods, electricity market, electricity consumption

### 1. Увод

Непрекъснатото увеличаване на населението на планетата и развитието на световната икономика води до все по-големи потребности за консумация на електрическа енергия (ЕЕ). От друга страна световните запаси на различните видове полезни изкопаеми и горива се изчерпват, от което следва и увеличаване на цената на първичните енергоносители, необходими за производството на ЕЕ, а от там и цената на самата ЕЕ. Тези тенденции пораждат необходимостта от търсене на нови видове източници на ЕЕ и начини за тяхното рационално използване.

Енергийната криза, застигнала Европа през 70-те години на миналия век, предизвика сериозни въпроси относно ефективното използване на енергийните ресурси на Земята. Това доведе до приемането на редица важни

правила, които насочиха енергийното развитие на Европейските страни в две основни направления. Едното е въвеждането на изисквания за производство на енергийно ефективни електрически уреди и съоръжения, а другото е намаляване на дела на производството на електроенергия от конвенционални електрически централи и увеличаване на дела на централи, използващи възобновяема енергия.

### 2. Предпоставки за разработване на методи за прогнозиране

Прогнозирането на товарите графици е изключително важно за всички участници на пазара на ЕЕ, които извършват производство, пренос, разпределение и търговия с ЕЕ. Точното моделиране на прогнозите на товарите са съществени за работата и планирането на ЕЕС [1]. Основна роля в управлението на ЕЕС играе

оператора на електропреносната мрежа (ЕПМ). Част от основните задачи на оператора на електропреносната мрежа и на производителите, ползватели на преносната мрежа, отнасящи се до управлението на производствените мощности в реално време, са [2]:

а/ поддържане на баланса между потреблението и предоставянето на активна електрическа мощност;

б/ поддържане на баланса между потреблението и предоставянето на реактивна електрическа;

в/ осигуряване на необходимите резерви от производствени мощности, които гарантират надеждността и качеството на паралелната работа и снабдяването на клиентите с електрическа енергия;

г/ преодоляване на тесните места в преносната мрежа.

За да може да изпълнява тези свои задачи, той извършва прогнози на потреблението за целите на [2]:

а/ инвестиционно планиране - за период десет години;

б/ годишно планиране - по месеци за следваща календарна година;

в/ месечно планиране - един месец предварително;

г/ седмично планиране - една седмица предварително;

д/ денонощно планиране - едно денонощие предварително;

е/ планиране в рамките на текущото денонощие и следоперативен контрол.

Особено важно значение имат съставянето на прогнозите при пазара на търговия на свободна ЕЕ. Всяко отклонение (небаланс) – от недостиг или излишък, се заплаща, което води до пропуснати финансови ползи за участниците на пазара [1].

В съответствие с Директива 2009/72/ЕО и съгласно Закона за енергетиката (ЗЕ), пазарът на електрическа енергия в Република България е либерализиран от 1.07.2007 г., като процесът на либерализация е поетапен и към 2013 г. на свободния пазар на електрическа енергия участват клиентите, присъединени към електроенергийната система на Високо (ВН) и Средно напрежение (СрН) [10].

Броят на търговските участници през 2013 г. нараства значително, като най-голяма динамика има при крайните клиенти на Ср.Н. Участниците с реални сделки на пазара към м. декември 2013 г. са общо 2157, от които 9 производители, 2096 потребители и 52 търговци на електрическа енергия, от които 13 са

координатори на стандартни балансиращи групи [10].

Енергията за покриване на енергийния недостиг през 2013 год. е 79 677 MWh, спрямо 65 673 MWh, през 2012 г., и представлява 1,15% от регистрираните графици до краен потребител. Енергията за покриване на енергийния излишък през 2013 г. е 249 421 MWh, спрямо 239 467 MWh през 2012 г., и представлява 3,62 % от регистрираните графици до краен потребител [10].

С въвеждането на свободния пазар на ЕЕ, както на ниво СрН, така и ниво ВН, ситуацията в България в областта на електроенергетиката се измени. Все повече обекти, свързани към ЕЕС, трябва да планират своите потоци консумирана ЕЕ. Отклонението от зададени графици води след себе си плащането на наказателни суми за небаланс.

### **3. Методи за прогнозиране на потреблението на електрическа енергия**

Изборът на точен модел за прогнозиране на електропотреблението е съществен фактор при работата и планирането на ЕЕС. Това доведе до сериозно развитие в областта на прогнозирането. През последните десетилетия бяха разработени голям брой математически модели, особено за прогнозиране на изменението на товарите във времето [3].

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 [1,3,4,5]. 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 среднопрегледените 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.

Според продължителността на периода на прогнозиране, методите се разделят на следните основни групи [1]:

а/ краткосрочни прогнози, които обикновено обхващат период от един час до една седмица;

б/ средносрочни прогнози, които обхващат период от една седмица до една година;

в/ дългосрочни прогнози, които обхващат период по-голям от една година.

#### 4. Избор на метод за прогнозиране на потреблението на електрическа енергия в обществения обект.

##### Особености

Обектът на изследването е един от учебните корпуси на ТУ-София, филиал Пловдив, за който са проведени наблюдения и са налице достатъчно събрани данни за изменението на електропотреблението.

Сградата се захранва от трафопост 20/0,4kV, а предоставената мощност е 623 kW. Общото потребление на ЕЕ се регистрира със системата PowerLogic на фирмата SchneiderElectric. Тъй като обектът е присъединен към мрежа СрН, той би трябвало да участва на свободния пазар за ЕЕ. Всички участници на пазара трябва да предоставят почасови графици за потребление в деня, предхождащ деня на доставка [6]. По тази причина ще се използва краткосрочен метод за прогнозиране.

Авторегресионните (AR) модели, моделите „плъзящо средно” (MA) както и тяхната комбинация ARMA са типични методи използващи времеви редове, които имат широко приложение за прогнозиране на потреблението. Точността на тези методи зависи от качеството и обема на измерените стойности на потреблението. Когато става въпрос за прогнозиране на нестационарни времеви редове се прилагат ARIMA (Autoregressive Integrated Moving Average) модели [11]. В настоящето изследване е представена възможността за

прилагане на ARIMA модел за получаване на 24 часова прогноза за консумацията на електроенергия в един от учебните корпуси на ТУ-София, филиал Пловдив.

Определянето на структурата на ARIMA модела се извършва чрез внимателен анализ на основните характеристики на времевия ред, представящ почасовата консумация за периода октомври-ноември 2014 г. Отчетените стойности са представени на фиг. 1, а след тяхното логаритмуване на фиг 2. За конкретния случай, данните се характеризират с нестационарност, изменение на дисперсията и наличие на множествена сезонност (съответстваща на дневна и седмична периодичност). Ако с  $P_t$  се означава потреблението на електроенергия в момента  $t$ , то обща формулировка за ARIMA моделът може да се запише

$$\varphi(B)P_t = \theta(B)\varepsilon_t \quad (1)$$

където  $\varphi(B)$  и  $\theta(B)$  са функции на оператора за закъснение  $B: B^k P_t = P_{(t-k)}$ , а  $\varepsilon_t$  е грешката. Функциите  $\varphi(B)$  и  $\theta(B)$  са полиномиални и имат следната форма

$$\varphi(B) = (1 - \sum_{l=1}^{\Phi} \varphi_l B^l)(1 - B^s) \quad (2)$$

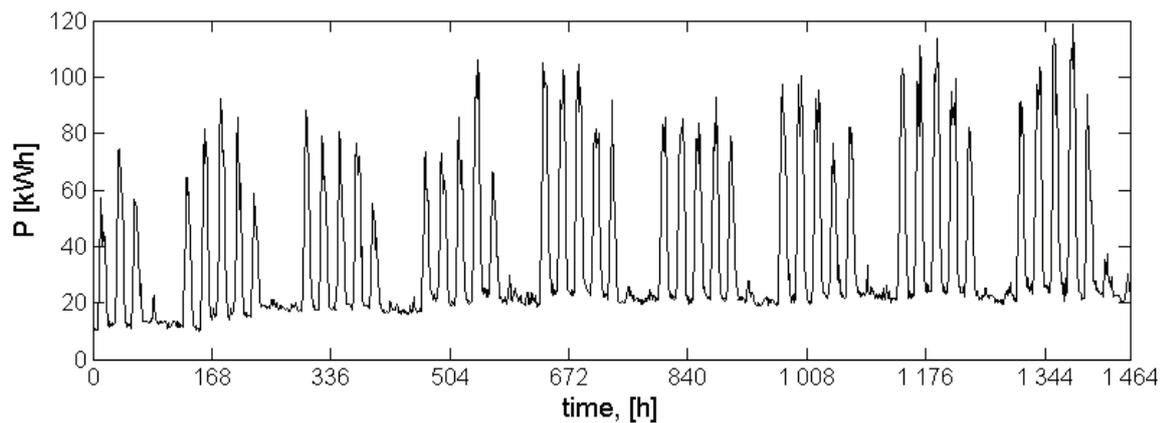
$$\theta(B) = (1 - \sum_{l=1}^{\Theta} \theta_l B^l)(1 - B^s) \quad (3)$$

В горните уравнения  $s$  представлява редът на интегриране в ARIMA модела.

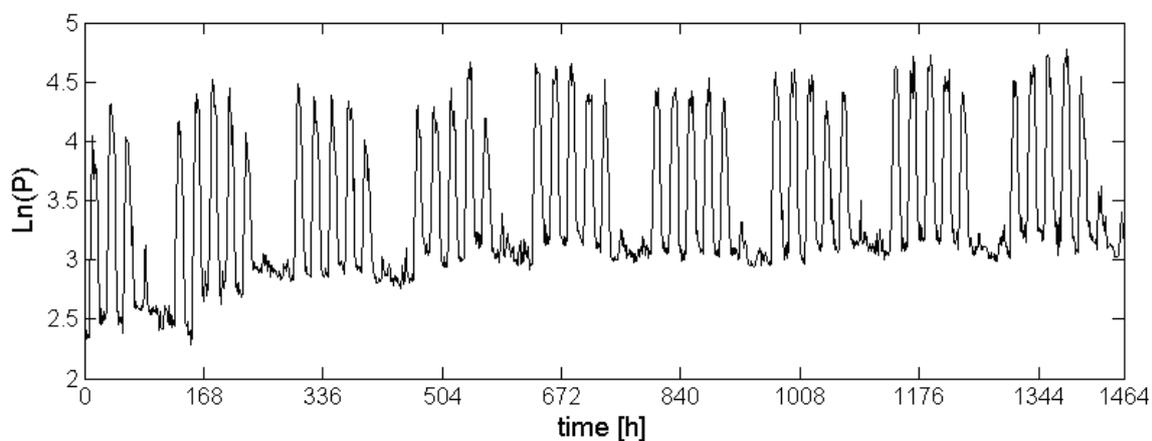
Поради нестационарния характер на входните данни първо трябва да се получи стационарен базов процес. При моделирането се използват не директно входните данни, а техните разлики. Това съответства на включване в модела на членове от вида  $(1 - B^s)$ . Отчитайки и ясно изразените дневна и седмична периодичност е избрана следната структура на модела

$$\varphi(B) = (1 - \varphi_1 B^1 - \varphi_{24} B^{24} - \varphi_{168} B^{168} - \varphi_{24} B^{24})(1 - B^1) \quad (4)$$

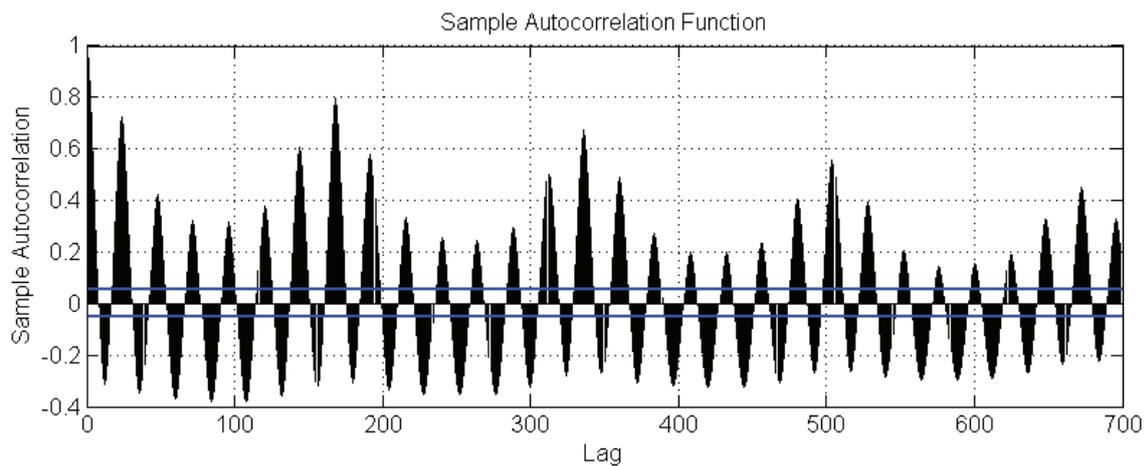
$$\theta(B) = (1 - \theta_1 B^1 - \theta_2 B^2)(1 - B^1) \quad (5)$$



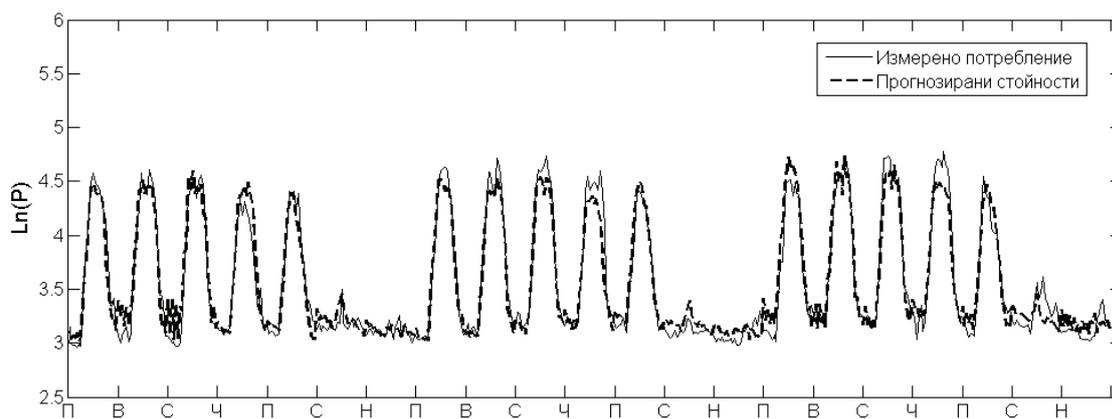
Фиг. 1. Консумирана активна мощност за периода октомври-ноември 2014 г.



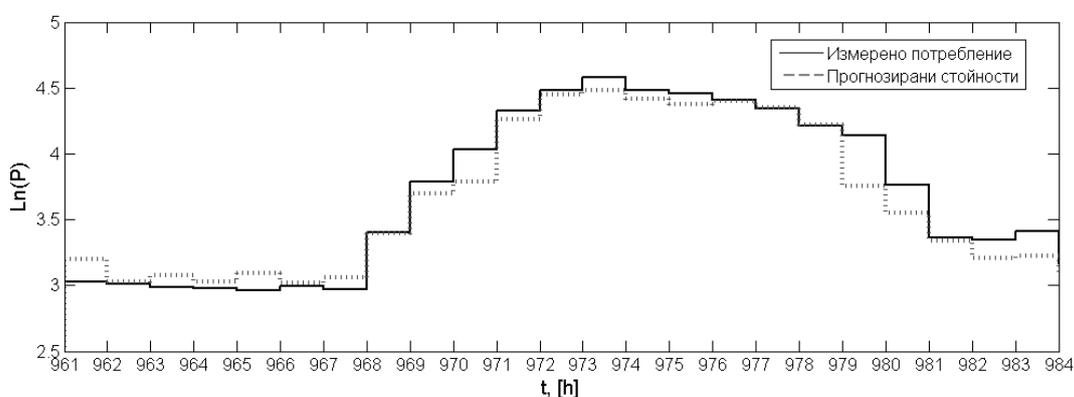
Фиг. 2. Логаритмично представяне на консумираната мощност



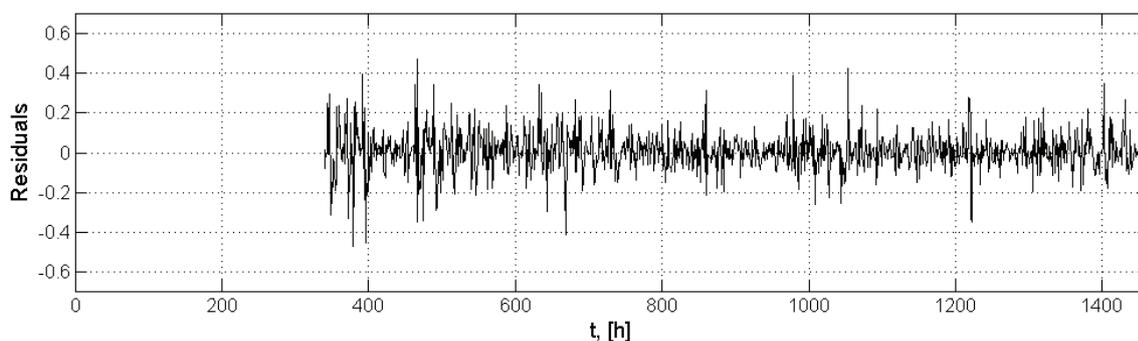
Фиг. 3. Автокорелационна функция на логаритмуваните данни



Фиг. 4. Прогнозирани и измерени стойности на потреблението за триседмичен период



Фиг. 5. Прогнозирани и измерени стойности на потреблението на всеки час за едномесечен период



Фиг. 6. Графика на остатъците

## 5. Получени резултати

Чрез метода на максималното правдоподобие са получени оценки на параметрите на модела. За определянето им са използвани първите 960 наблюдения. Останалата част от данните, представляващи измерванията за последните три седмици от разглеждания период са използвани за верификация на модела.

На базата на модела се извършва почасово прогнозиране на консумацията на електроенергия за следващите 24 часа. Графично представяне на данните за реално изразходваната електроенергия и прогнозираната е показано на фиг.4. По аналогичен начин на фиг. 5 е показана графика на прогнозираните и измерените стойности на потреблението на всеки час за едномесечен период.

На фиг. 6 е показана графика на остатъците.

## 6. Заключение

В доклада е изследвана възможността да се прогнозира почасовото потребление на електроенергия на конкретен обект като стохастичен времеви ред. За целта е избрано да се използва ARIMA модел. Съществено предимство при прогнозирането на базата на стохастични времеви редове е това, че за функционирането на модела не се изисква никаква допълнителна информация освен наблюдения на предходните стойности. Това съществено улеснява автоматизирането на процеса. Като недостатък на този подход могат да се посочат неточностите в оценките, които се дължат на появата на непостоянно действащи (инцидентни) фактори. Получените в изследването резултати показват приемлива точност на оценките за разглежданите данни. Подобряване на точността може да се търси чрез използване на хибридни модели съчетаващи стохастични и функционални подходи.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Singh A. K., Khatoon I.S., MuazzamMd., and Chaturvedi D. K. (2013). An Overview of Electricity Demand Forecasting Techniques. *Network and Complex Systems*, Vol.3, pp 38-48.
2. Правила за управление на електроенергийната система, обн., ДВ, бр. 6 от 21.01.2014 г.
3. Feinberg E., Genethliou D. (2005). Load Forecasting. In Chow J., Wu F.F., Momoh J. (ed.), *Applied Mathematics for Restructured Electric Power Systems: Optimization, Control, and Computational Intelligence*, pp. 269-285, Springer
4. Yuhang Yang (2011). An Efficient Approach for Short Term Load Forecasting. *IMECS*, Vol.11
5. Arnika Soni, A.K. Sharma (2013). Electricity Load Forecast for Power System Planning, *IRJES*, Vol.2.
6. Правила за търговия с електрическа енергия, обн., ДВ, бр.39 от 09.05.2014 г.
7. Taylor and P. E. McSharry (2008). Short-Term Load Forecasting Methods: An Evaluation Based on European Data, *IEEE Transactions on Power Systems*
8. Неделчев, Н. и Коева, Д. (2012). Приложение на мултипликативния метод за прогнозиране на потребление на електроенергия в Matlab среда.
9. Еро, Н., Неделчев, Н. и Коева, Д. (2013). Оптимизиране на мултипликативен модел за месечна консумация на електроенергия от електроенергиен обект, *сп. Енергетика*, бр.1.
10. ДКЕВР (2014). Годишен доклад за 2013 за Европейската комисия.
11. Box G. E. P., Jenkins G. M., and Reinsel G. C., (1994). *Time Series Analysis Forecasting and Control*, Third ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.

Контакти

Адрес

E-mail: shakev@tu-plovdiv.bg

E-mail: gganev@tu-plovdiv.bg



## ЕВОЛЮЦИОННИ СТОХАСТИЧНИ АЛГОРИТМИ ЗА ОЦЕНЯВАНЕ – СЪСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВИ

РОСИЦА КАЗАКОВА

**Резюме:** *Разгледани са различни стохастични методи, използвани за решаване на проблемите на класическите оптимизационни техники. Направен е анализ основно на възможностите за приложение на генетичния алгоритъм (GA) и метода на рояка частици (PSO). Основен проблем при системите е наличието на локални оптимуми, при които се постига трудно глобален оптимум. GA и PSO са много добри при оптимизационни проблеми с няколко локални минимума, където традиционните алгоритми грешат. Техниките на GA и PSO могат да бъдат ефективно използвани за оценка на неизвестните параметри на линейни и нелинейни системи, системи със закъснение, хаотични системи, системи с високо ниво на шум. На база на направения анализ се вижда, че разработката на нови версии на стохастични еволюционни алгоритми е актуално и активно направление в съвременните научни изследвания по света.*

**Ключови думи:** *локално търсене, еволюционни стратегии, еволюционни алгоритми, генетичен алгоритъм, метод на рояка частици, генетично програмиране*

## STOCHASTIC EVOLUTIONARY ALGORITHMS FOR ESTIMATION - SITUATION AND OUTLOOK

ROSITSA KAZAKOVA

**Abstract:** *Different stochastic methods used in solving problems of classical optimization techniques are considered. Analysis of the genetic algorithm (GA) and particle swarm optimization (PSO) application possibilities is made. When solving a model the presence of local optimums is a major problem which creates difficulties to achieve a global optimum. GA and PSO are very suitable for solving optimization problems with several local minimum where the traditional algorithms make errors. GA and PSO algorithms can be effectively used for estimating the unknown parameters of linear and nonlinear systems, delay systems, chaotic systems and systems with high level of noise. Based on the analysis it can be seen that developing new versions of stochastic evolutionary algorithms is current and active tendency in the contemporary scientific studies.*

**Key words:** *local search, evolutionary strategy, evolutionary algorithms, genetic algorithm, particle swarm optimization, genetic programming*

### 1. Въведение

През последните години бяха развити много стохастични методи с цел решаване на проблемите в класическите оптимизационни техники. Еволюционните алгоритми

представяват методи за глобално паралелно изследване и оптимизация, основани на принципите на естествения подбор [1] и популационната генетика [2]. Коректността на структурата на еволюционните алгоритми като

абстракция на естествената еволюция беше оспорвана от Channon and Dampier [3], но това не трябва да е повод за прекалено безпокойство от страна на инженера, който използва алгоритъма за ясно поставени цели. Четирите нови стохастични метода са: локално търсене (LSh - Local Search), еволюционни стратегии (ES - Evolutionary Strategy), генериране на еволюционни алгоритми (EA - Evolutionary Algorithms), метод на рояка частици (PSO - Particle Swarm Optimization). Целта на тези методи е създаване на математически модели, чрез които да се опише поведението на динамичната система. Целите, за които може да се използва моделът са: предсказване, описание, оптимизация на процесите, обучение, откриване на грешки, проектиране на контролери.

Предсказването чрез модел може да се използва при определяне на консумацията на енергия или търсенето на продукт на пазара. Моделът може да се прилага при изучаването на вътрешното и външното поведение на не технически системи, особено в случаите, когато не могат да се провеждат експерименти или пък са много скъпи, каквито са химичните реактори, биологичните и икономическите системи. За оптимизация на процеса понякога реалната система се симулира чрез динамичен модел, който може да се използва в различни условия на работа. Динамичните модели също могат да се използват за откриване на грешки като изследвания и измерван процес се сравнява с познати модели. Конструкцията на съвременните контролери е базирана на модели, описващи поведението на входа/изхода на процеса, който трябва да се управлява. Прилагането на еволюционните алгоритми осигурява точност, бързодействие, сходимост и устойчивост.

## **2. Актуални проблеми при оценка на системи с еволюционни алгоритми.**

Основен проблем при системите е наличието на локални оптимуми, при които се постига трудно глобален оптимум. В [3] се представя оценка на модел, базиран на генетичен алгоритъм (GA) за преодоляване на локалните оптимуми, подходящ за авторегресивен интегриран с пълзящо средно (ARIMA - Autoregressive Integrated Moving Average) модел. При това всички оценявани параметри са значими, но в етапа на оценяване има значителни закъснения. Използвани са три примера за доказване на ефективността на GA при предсказване на цената на динамична памет с произволен достъп (DRAM - Dynamic Random-Access Memory). Въпреки, че GA се нуждае от

повече компютърно време в етапа на оценяване на модела, това се преодолява с помощта на съвременните технологии като целта е получаване на по-точни резултати при предсказването.

Един от най-големите проблеми в областта на обработката на сигналите е проблемът с адаптивното филтриране на неизвестни инвариантни във времето или променливи във времето параметри. В [4] се прилага хибриден еволюционен алгоритъм (ХЕА) за построяване на модели, които не само имат малка средноквадратична грешка (MSE - Mean Squared Error), но също са подобни на реалните системи. Експерименталните резултати показват, че предложеният метод успява да оцени неизвестни системи даже и в случаите с висок допълнителен шум. ХЕА определя правилния порядък на неизвестна система, без да използва много априори информация в сравнение с други методи, представени в литературата. Всички модели, получени чрез предложения алгоритъм са стабилни. Големият недостатък на предложения алгоритъм е обема и сложността на работата по пресмятането. Друг недостатък е селекцията на оптимума.

Повечето процеси в индустрията се характеризират с нелинейно и променливо във времето поведение. Определяне на параметрите на математически модели на типични нелинейни системи е важно за много инженерни области.

В [5], предлагат ефективен хибриден GA, наречен адаптивен генетичен алгоритъм на симулираното закаляване (ASAGA - Adaptive Simulated Annealing Genetic Algorithm), който е алгоритмичен метод за решения на задачи за глобална оптимизация, особено дискретна и комбинаторна оптимизация. Като пример е посочена дискретна система. Предложеният алгоритъм е по-добър от простите GA, като ASAGA допринася за прилагането на алгоритъма на изкачването на върха (hill-climbing) и осигурява по-бърза сходимост.

Като оптимизационна техника в адаптивния процес се прилага селективен генетичен алгоритъм (BrGA - Breeder Genetic Algorithm), който обединява GA и еволюционните стратегии - случайно търсене на модел, чрез безполово размножаване. Разработени са математически изрази [6], като се прилага BrGA. Като непозната система е използван филтър с безкрайна импулсна характеристика, определен от диференциални уравнения от втори ред. При експериментите се прави пълна оптимизация, като при увеличаване на броя на коефициентите в (ARMA - Autoreg-

ressive Moving Average) модела има по-ниска средна грешка и добра фазова характеристика.

Генетично програмиране (GP - Genetic Programming) е метод за оценка на модели [7]. GP автоматизира процеса на пробата и грешката при оценяването на структурата и следователно може да изпитва много потенциални модели, но трябва да се посочат някои недостатъци - важно за пресмятането на годността на модела е да се избере функция, оценяваща съответствието между модела и характеристиките на системата. Тъй като броят на оценките на функцията за годност може да е голям, рутинните симулации трябва да са бързи и трябва да връщат цифровата стойност на годността на модела, подходящо мащабирана за оператора на GP.

Реално - кодиран генетичен алгоритъм (RCGA - Real Coded Genetic Algorithm) е подходящ за оценка на нелинейни системи. В [8], се прави оценка на подавателен механизъм за детайли (PPM - Pick-and-Place Mechanism), който е задвижван от синхронен двигател с постоянен магнит (PMSM - Permanent Magnet Synchronous Motor). При идентификацията на системата е използван GA, кодиран с реални стойности, не само за намиране на параметрите на PPM, но и едновременно с това на синхронен двигател с постоянен магнит PMSM. От симулацията и от експерименталните резултати се вижда, че идентификационните резултати на механичния модел са по-близки до експерименталните резултати на системата. Прилагането RCGA алгоритъм е подходящ за оценка на подавателен механизъм, задвижван от PMSM. Съгласно сравнението между резултатите от оценката и грешките на ъгловото отместване на двата динамични модела - математически и прост модел е констатирано, че: 1) простият модел с по-малко параметри става сходим по-бързо; 2) математическият модел дава по-добро съответствие с експерименталните резултати; 3) параметрите на ротора дефинирани в двата модела са близки.

RCGA се прилага при диференциални уравнения от втори ред, които моделират проблема за оцеляване на ензими [9]. Получените резултати показват възможност за използване на RCGA за оценка на неизвестни коефициенти в математически модели, описани с обикновени диференциални уравнения от втори ред.

RCGA успешно се прилага за точно определяне на неизвестните параметри на клас нелинейни системи. В [10] се предлага RCGA за определяне на неизвестните параметри и управление на клас нелинейни системи с:

обект1-апериодично звено от 1 ред със закъснение, представен в дискретна форма, обект2-нестабилна нелинейна система. Критерий за оценка - квадратична грешка SSE. Сравнява се RCGA с двоично кодиран GA. За пропорционално - интегрално - диференциален контролер (PID - Proportional-Integral-Derivative controller), RCGA се сравнява с Циглер-Николс метода за настройка [11]. Според прогнозните резултати от предложения метод, оптимално е проектиран PID контролер.

Традиционните методи за оптимизация имат проблеми със сходимостта и крайният резултат и оценката силно зависи от началното задаване на параметрите. В [12] се предлага модел, базиран на хибриден подход на нелинеен авторегресионен модел с екзогенен вход (NARX - Nonlinear Autoregressive Exogenous) и генетичен алгоритъм за определяне на индекса инсулинова чувствителност, който дава добри резултати. Моделът не се нуждае от начална параметризация и сходимостта винаги е гарантирана. Индексът, получен от предложения модел има добра корелация с индекса на инсулиновата чувствителност, базиран на широко използвания модел на инсулиновата чувствителност и точността на съвпадението е доста висока.

Реално кодираният GA има по-малко време за сходимост в сравнение с конвенционалния GA с двоичен код при нелинейни системи. В [13] е приложен метод за оценка на система и настройка на контролер в нелинеен рН процес в индустрията. Резултатите от симулацията показват, че подходът, базиран на GA е ефективен при оценка на параметрите в различни точки от нелинейната система и при изчисляване на оптималните параметри на PID контролер. Резултатът от симулацията показва, че GA дава задоволителни резултати за настройка на PID контролера и дава възможност за следене на заданието бързо и с минимално отклонение.

В [14] предложеният реално-кодиран GA дава добри резултати при моделиране на различни нелинейни системи. В случая редът на Волтера се използва за моделиране на нелинейни системи. Различната дължина на хромозомите кодира коефициентите на селектираните кандидати. Предложения алгоритъм дава точни резултати, когато се прилага към системи от втори и трети ред с относително голяма памет, с цел извличане на малък брой стойности на ядрата. Популацията на GA и операторите се избират по такъв начин, че да ускорят решението. Функцията на

годността не допуска незначителните кандидати да присъстват в крайното решение.

При неизвестни начални условия GA се прилага за определяне на оптималните параметри на математическия модел, чрез решаване на диференциално уравнение от втори ред [15]. Увеличаването на броя на поколенията намалява стойността на функцията, т.е. дава по-добри резултати.

В [16] се предлага подобрен GA за изчисляване на система от коефициенти на цифров филтър с безкрайна импулсна характеристикана (IIR - Infinite Impulse Response). В традиционната операция кръстоска са нужни два родителски хромозома за постигане на кръстоска, докато във формулата за многократна кръстоска се селектират три хромозоми за кръстоска, с цел да се генерира по-обещаващо поколение при решаване на задачата за минимизиране на функцията.

За оценяване на параметрите на клас нелинейни системи, които се описват в пространството на състоянието чрез модел в дискретна форма със закъснение, с критерий за оценка - обща сума от квадратична грешка (SSE - Summation of Square Error), се прилага подобрен реално кодиран GA [17]. Целта е създаване на по-добро поколение, което притежава малка стойност на целевата функция. Резултатите от симулацията на два вида технологични системи показват, че с прилагания алгоритъм се получават по-точни оценки.

За определяне на неизвестните параметри на системи с гъвкава структура, в които се изисква бързо доближаване до глобалния оптимум, в [18] е предложен ефективен GA с нова стратегия, базирана на операцията отсичане (truncation).

За да се получат оптималните параметри на модела в [19] са проучени две хибридни стратегии: прилагането на градиентен алгоритъм в качеството на операция на GA за локално изследване и вземане на най-добрият индивид от GA като начална стойност на алгоритъма на метода на градиента. Тук са използвани два различни алгоритъма на градиента: алгоритъм на (LMA - Levenberg-Marquardt) и новият алгоритъм на (TRA - Trust-Region Algorithm). Предложените хибридни GA са приложени за идентификация на параметрите на подобрения модел. Чрез анализиране на възможностите на GA в изследването се прилагат две стратегии: първата хибридна стратегия е прилагане на градиентните алгоритми като операция за локално изследване на GA; втората хибридна стратегия е използване на най-доброто решение

на GA за начална стойност на градиентния алгоритъм.

В [20] се решава задачата за оценяване на параметрите на неминимално фазова система с крайна импулсна характеристика и шум, с полуинварианти от четвърти ред и GA. Системата с крайна импулсна характеристика се задава чрез симетричен, независим и идентично представен негаусов ред.

В [21] се предлага хибриден подход, който включва GA и алгоритми на търсене на храна от бактериите (BF - Bacterial Foraging) за решаване на задачата за оптимизация на функция. Оптимизационният алгоритъм на търсене на храна от бактериите BF принадлежи към групата оптимизационни алгоритми на бактериите и оптимизация на рояка и в по-широк смисъл към областта на изчислителния интелект и металгоритмите. Стратегията на алгоритъма за информационна обработка е позволяване на клетките стохастично и колективно да се трупат около оптимума. Използва се GA за подобряване на скоростта на обучение и сходимостта. Създаден е нов хибриден алгоритъм, съставен от GA и BF който се прилага за изследване на различни тест-функции. От графичните и емпирични резултати се вижда, че предложеният хибриден метод е с добри характеристики.

За определяне на неизвестните параметри на нелинейни многовходови-многоизходни системи в [22] се използват два еволюционни метода за пресмятане, а именно диференциална еволюция (DE - Differential Evolution) и диференциална еволюция, базирана на опозиция (ODE - Opposition based Differential Evolution) за откриване на приблизителни стойности в околностите на глобалния минимум, както и LMA алгоритъма за обучение на невронна мрежа (NN - Neural Network). Това проучване е насочено към ефективността на методите на меките изчисления (soft computing), каквито са еволюционното пресмятане (evolutionary computation) и методът на невронните мрежи NN за определяне на неизвестните параметри на нелинейни системи с прави управляващи сигнали. Посоченият по-горе метод е изпитан върху силно нелинейна многовходова - многоизходна система с два ротора (TRMS - Twin Rotor Multi-input-multi-output System), за да се провери ефективността на идентификацията. Предложеният алгоритъм наречен невронна мрежа, базирана на опозиционна диференциална еволюция (ODE - NN) дава по-добри резултати при идентификацията на системата в сравнение със съществуващия метод невронна мрежа, базирана на диференциална еволюция (DE-NN)

по отношение на скорост, сходимост, както и способност за оценка.

Подобрена двоична оптимизация на рояка частици (IBPSO - Improved Binary PSO) за селекция на характерни белези, като алгоритъма на K най-близки съседни (K-NN-K-Nearest Neighbor), служи за оценяване на класификационните проблеми на генните белези [23]. IBPSO отстранява локалния оптимум и се стреми към точни класификационни резултати в област с малък брой гени. Предложеният метод може да се използва като инструмент за предварителна обработка с цел оптимизиране на процеса на селекция на белезите, тъй като повишава точността на класификация и в същото време изисква минимален ресурс за пресмятане. Експерименталните резултати показват, че методът ефективно опростява селекцията на гените (белезите) и намалява общия брой на необходимите гени.

В [24] е разгледана подобрена оптимизация с интелекта на ятото (PSO - Particle Swarm Optimization), техника - (IPSO - Improved PSO), която използва механизъм с ограничителни неравенства, наречена стратегия на притискането на динамичното пространство на изследване (още наричана стратегия на сандвича) с цел ускоряване на оптимизационния процес и едновременно с това се запазват базовите положения на конвенционалния метод на рояка частици. Предлага се нов подход за решаване на задачата за оптимално производство на мощност с оглед на краткосрочно планиране. Методът е приложен към хидро-електрическа система. Получените числени резултати са сравнени с тези, получени чрез динамичното програмиране (DP - Dynamic Programming), нелинейно програмиране (NLP - Non Linear Programming), еволюционно програмиране (EP - Evolutionary Programming) и диференциални еволюционни методи (DE - Differential Evolution). Резултатите от симулацията показват, че предложеният IPSO метод е най-добрият от изброените по отношение на скорост на сходимост, време за решение и стойност на минимума.

Адаптивната оптимизация на неизвестна система [25] е формулирана като оптимизационна задача и след това е решена чрез използване на PSO и (BFO - Bacterial Foraging Optimization) техниките. BFO и PSO алгоритмите се прилагат към симулирани стандартни нелинейни (MIMO - Multiple Input Multiple Output) системи. Получените резултати са сравнени с тези, получени от използването на подхода невронна мрежа от висок ред, която използва по-високи комбинации на входа си и

обратно размножаване (FLANN-BP - Functional Link Artificial Neural Network-Back Propagation). Сравнението показва, че предложените нови методи са по-бързи и по-точни, с по-малко време за изчисления, по-ефективна идентификация на нелинейна система, спрямо тези получени от прилагането на FLANN-BP подхода.

Предимствата на PSO подхода при нелинейна оптимизационна задача са показани с опростяване на оценяването на параметрите на асинхронен двигател [26]. Приложимостта на метода е демонстрирана за два различни двигателя и той се сравнява с GA и класическия метод за оценка на параметрите. Резултатите показват че предложеният метод на PSO е наистина подходящ за оценка на параметрите на широка гама двигатели.

В [27] се прилагат методите на PSO и GA за оценка на параметрите на постоянно-токов двигател с независимо възбуждане. Резултатите от двата метода се сравняват по отношение на тяхната точност и производителност.

Определянето на неизвестните параметри на системите е сложна задача, поради тяхната нелинейност още повече в динамична среда. Методът базиран на оптимизацията на рояка частици (PSO) в различни варианти се прилага с цел решаване на сложни задачи за оптимизация. Системите с (IIR - Infinite Impulse Response) филтри се използват в моделирането на реално съществуващи системи, поради малкия им брой коефициенти и по-доброто им поведение в сравнение с филтрите с крайна импулсна характеристика.

В [28] се предлага PSO с квантова инфузия (PSO-QI with Quantum Infusion) за определяне на неизвестните параметри на стандартни IIR системи и реално съществуващ проблем в енергийните системи. Характеристиката на PSO-QI се пресмята чрез PSO и диференциални еволюционни алгоритми (DEPSO - Differential Evolution and PSO). Резултатите показват, че PSO-QI има по-добра характеристика в сравнение с алгоритмите, използвани за определяне на неизвестните параметри на динамични системи.

Характеристиката на PSO-QI се сравнява с тази на DEPSO. Изследването показва, че квантовите алгоритми, алгоритмите на рояка и EA могат да се прилагат при определяне на неизвестните параметри на системи, като хибридните алгоритми имат по-добра характеристика, тъй като съчетават свойствата на алгоритмите, участващи в хибрида. Резултатът показва че PSO-QI има по-бърза

сходимост и по-голяма устойчивост от останалите алгоритми и е обещаващ за онлайн приложения. Недостатък - сложен в изчислително отношение и изискващ повишен брой оценки на годността.

PSO е базиран на стохастичното изследване и е гъвкав и ефективен инструмент за решаване на сложни инженерни проблеми. Моделите на синхронен двигател с постоянен магнит (PMSM) имат голямо значение за създаване на точни системи за управление. Постигането на добри параметри по време на работа на двигателя е трудна задача, поради нелинейността на динамиката на двигателя. В [29] се предлага определяне на неизвестните параметри на модел чрез използване на PSO. Създаден е традиционен dq-модел, представляващ система с два входа и три изхода в dq координатна система. Получените симулационни резултати, както и резултати от изпитанията потвърждават ефективността на използвания алгоритъм по отношение на точността.

В [30] се предлага нов модел, получен по метода анализ на главните компоненти (PCA - Principal Components Analysis) за оценка на процеси със смесени сигнали, които се срещат често в управлението на статистическите (SPC-Statistical Process Control) и инженерните процеси (EPC-Engineering Process Control). Сигналите на процесите, разглеждани в това изследване включват несъгласувани дисперсни редове, авторегресионни числови редове, стъпкова промяна, Гаусови шумове в данните на процеса. Чрез предложения модел структурата на разделяне с цел възстановяване на оригиналните сигнали се разглежда като нелинеен проблем за оптимизация, където само разделящата матрица е неизвестна. Създава се модел чрез използване на некорелативен принципен компонентен анализ (UCCA - Un Correlative Component Analysis). Моделът е предназначен да намери оптимална разделяща матрица чрез минимизиране на „грешката на оценяване“ на реконструираната смесваща матрица, подложена на ограничението. Всички реконструирани източници нямат корелативна зависимост помежду си т.е. те са „некорелативни“ (“uncorrelative”). Избран е PSO да служи за изследване на предложения UCCA модел, поради своите предимства: ефективност на пресмятането и лесно прилагане в практиката.

В [31] се представя алгоритъм, който използва метода на най-малките квадрати, наречен настройка на вектора (VF-Vector Fitting), развит от Густавсен и разширен до оценка на система от дробен ред в честотна

област. Този алгоритъм действа в противовес на добре познатия алгоритъм на Лви (Levy), който използва само итерация за пресмятане на параметрите на модела. Използването на итеративния метод ефективно насочва еволюцията на параметрите на модела към оптималните стойности. По време на итерацията полюсите на модела се пресмятат и се използват за начални полюси за следващия модел, така се получава стабилност на оценения модел. Алгоритъмът VF се асоциира след това с евристичния метод на оптимизация PSO, водещ до нов алгоритъм на идентификация на система от дробен порядък. Алгоритъмът работи по йерархичен начин - на най-високото ниво PSO определя дробния порядък, на най-ниското ниво алгоритъмът VF оценя останалите параметри.

Оценения модел е предавателна функция, написана във форма полюс-остатък и има силно нелинеен характер. Главното предимство е налагане на стабилност на модела за разлика от алгоритъма на Лви (Levy). Използването на PSO метода за определяне на параметрите на система от дробен порядък дава възможност за създаване на хибриден алгоритъм. Резултатът, получен за съизмерими системи показва, че алгоритъмът може да се разшири за обобщени системи от дробен порядък, където е необходима оценка не само на един порядък, а на вектор от дробен порядък.

Много от алгоритмите за клъстеризация, базирани на GA са предлагани с цел намиране на оптималното разделяне на поредица от данни. Малко от тях използват алтернативни стохастични изследвания вместо GA и симулираното закаляване. Два обещаващи алгоритъма за цифрова оптимизация, които не са много разпространени извън евристичния алгоритъм са оптимизацията на рояка частици (PSO) и диференциалната еволюция (DE) са представени в [32]. Резултатите от GA за еволюционния подход с опорни точки на клъстеризацията са сравнени с тези PSO и DE. Емпиричните резултати показват, че DE е по-добър при решаване на тежки задачи за клъстеризация и устойчивост (репродуктивност) на резултатите. GA и PSO дават същите резултати само при решаване на задачи, съдържащи прости редици от данни.

DE е евристичен метод, който дава обещаващи резултати за решаване на сложни оптимизационни задачи. Характерно за DE са проста структура, лесна употреба, сходимост, качество на решението и устойчивост. Резултатите от симулацията за оценка на параметрите на структурна система при условия, включващи ограничени изходящи данни,

сигнали с шум и без предварително да е известна масата, коефициента на поглъщане (демпфериране) или коравината, показват ефективността на предложения метод. DE предлага предимствата на съчетаването на относително проста и ефективна форма на самоадаптираща се мутация. DE не се нуждае от настройка на параметрите в сравнение със значителната настройка за PSO метода, оригиналния GA и някои модифицирани GA [33]. Разгледани са две различни структурни системи. Едната е структурна система с осем степени на свобода (8-DOF), а другата е с 20 степени на свобода. Резултатите от DE превъзхождат тези, получени чрез PSO при решаване на трудни задачи с неизвестни проблеми в масата и показват устойчивост на резултатите. DE е обещаващ метод за оптимизация на параметрите на структурните системи в случаите, когато няма изискване за предварителна информация за структурата.

В [34] се предлага алгоритъм на „хибридна оптимизация на рояка частици с подвижни граници” (hmPSO - hybrid moving boundary PSO), който комбинира ефективността на (BPSO - Basic Particle Swarm Optimization) и (NM - Nelder–Mead) метод съответно за глобални и локални изследвания. NM методът е алгоритъм за локално изследване и е избран защото е директен алгоритъм - оптимизира целевата функция без да се нуждае от информация за градиента на функцията и не използва производна. BPSO също не се нуждае от информация за градиента на оптимизираната функция. BPSO включва два различни рояка частици, едните прелитат през „глобалната” област (т.е. изследвайки цялото изучавано пространство) и другите над „локалната” подобласт (т.е. изследвайки най-обещаващия регион на търсене). Обектът е модел на проникване на водата в ненаситени (unsaturated) почви, който представлява нелинейна целева функция върху ограничено пространство на търсене. Комбинацията от VmPSO и метода за локално изследване NM, показва увеличение на скоростта на пресмятане, докато роякът се предпазва от предварително достигане на сходимост. Метода за локално изследване NM има ключова роля за стесняване на границите на подобластта на изследване на BPSO. Комбинацията от BPSO с NM значително подобрява ефективността и избягва преждевременната сходимост към локален минимум.

В [35] PSO се използва за решаване на две оптимизационни задачи - оценяват се

параметрите на статична нелинейна функция и линейна динамична подсистема. Предложеният метод опростява значително процедурата по определяне на неизвестните параметри.

Освен това не е нужна информация за структурата на статичната нелинейна функция. Експерименталните резултати са задоволителни даже и в среда с наличие на шум.

Точният математически модел е полезен инструмент от гледна точка на симулацията и анализа на конструкцията на системи с горивни клетки. В [36] е описана техника за определяне на неизвестните параметри на горивна клетка с мембрана за обмен на протони (PEM - Proton Exchange Membrane), чрез използването на PSO в условията на характеристиката напрежение-ток. Резултатите от симулацията с помощта на PSO са задоволителни даже и в случаите, когато има наличие на шум.

В [37] е предложен нов метод за определяне на неизвестните параметри на система, базиран на хибридно генетично програмиране с подобрен PSO алгоритъм. Целта е установяване на вискозо-еластичен модел на структурата на скалист материал и свързаните с модела параметри. Предложеният алгоритъм CSV-PSO има адекватна и бърза сходимост и висока точност на пресмятане, по-висока в сравнение с тази на GA с двоичен код.

Проблемите на хаотични системи със случаен шум се изследват в [38] с прилагане на нов метод, базиран на оптимизацията на рояка частици (PSO), с цел решение на проблема чрез неотрицателна многомодална нелинейна оптимизация, която намира най-добрата комбинация от параметри и закъснения по време, така че се минимизира целева функция. Разглеждат се два типа нелинейни хаотични системи: хаотични системи без закъснение и хаотични системи със закъснение. Описват се чрез система диференциални уравнения. Резултатите от симулацията за хаотична система без закъснение (Lorenz, Chen) и системи със закъснение със случаен шум показват ефективността на PSO.

Познаването на параметрите и закъснението е много важно за управлението и синхронизацията на хаотични системи със закъснение. В [39] оценката на параметрите на хаотична система със закъснение е дадена чрез третиране на закъсненията като допълнителен параметър. Оценката на параметрите е преобразувана в оптимизационен проблем, който намира най-добрата комбинация като целева функция, която трябва да се минимизира. PSO се използва за оптимизиране на целевата

функция чрез еволюция на частиците. Системите със закъснение са по-сложни и динамично неадекватни от тези без закъснение. Проблемът за определяне на неизвестните параметри на хаотична система със закъснение е преобразуван в задача за оптимизация на параметрите, чрез конструиране на подходяща функция на годността [40]. Предлага се нов оптимизационен метод наречен хаотичен рояк от мравки (CAS - Chaotic Ant Swarm), който симулира хаотичното поведение на една мравка и самоорганизиращото се поведение на колонията от мравки. Целта е решаването на оптимизационния проблем за хаотична система със закъснение. Числената симулация потвърждава ефективността на предложения метод.

Хибридните системи се състоят от взаимодействащи си дискретни и непрекъснати части [41]. Вниманието в това изследване е насочено към оценяване на параметрите на хибридна система чрез използване на адаптивен хибриден алгоритъм на рояка частици (АНPSO-Adaptive Hybrid Particle Swarm Optimization) Разработена е методология за едновременно определяне на неизвестните параметри на дефекти и събития, превключващи режима на работа на системите. Методът е базиран на глобалния анализ на аналитичното излишество (GARRs - Global Analytical Redundancy Relations) от модела на графа на хибридната система. Извлечена е унифицирана формула с времеви ред за смяна на режима и начални коефициенти на режима (ИМС - Initial Mode Coefficients) за представяне на превключването на режима. Поради непрекъснатия характер на превключването на режима се представя АНPSO, представляващ комбинация от реално кодиран (RPSO - RealPSO) с реални стойности и PSO в двоичен код (BPSO - Binary PSO). Целта е едновременна оптимизация на различни части от решението. Методът използва размити системи, за да настрои динамично параметрите на алгоритъма. GARRs се използват като индекс на годността на АНPSO.

Недостатъците на PSO методите се свързват с ниската скорост при получаване на глобалния минимум. Изследванията напоследък показват, че методите, базирани на популации постигат висока скорост за сметка на високи изисквания към функциите [42]. Предлага се модификация на правилата за обновяване на алгоритъма за оптимизация на рояка частици с цел да се направи сходимостта по-бърза. В резултат се получават две нови версии на PSO. Първата версия модифицира правилото за обновяване на скоростта (PSO-CIV - with

Constant Inertia and maximum Velocity limiting). Втората версия модифицира правилото за обновяване на позицията на (PSO-DIV - with Dynamic Inertia and maximum Velocity limiting). Модификациите, предлагани тук са базирани на стойностите на параметрите. Резултатите показват, че подобрените методи имат по-добра сходимост и по-добра ефективност.

### 3. Изводи

На база на направения анализ се вижда, че:

1. Разработката на нови версии на стохастични еволюционни алгоритми е актуално и активно направление в съвременните научни изследвания по света.

2. При реализацията на този тип алгоритми съществуват редица проблеми, основните от които са: точност, бързодействие, преодоляване на локални оптимуми и др.

3. Наличието на нерешени проблеми налага разработване на нови версии на стохастични алгоритми, които при определени условия дават по-добри резултати.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Darwin, C, *The origin of species*, London: John Murray, 1859,
2. Fisher, R, A, *The genetical theory of natural selection*, Oxford: Clarendon Press, 1930,
3. Channon, A, D, & Damper, R, I, Towards the evolutionary emergence of increasingly complex advantageous behaviours, *International Journal of Systems Science*, 31 (7) (2000), pp, 843–860.
4. Theofilatos Konstantinos, Grigorios Beligiannis, Spiridon Likothanassis. Combining evolutionary and stochastic gradient techniques for system identification. *Journal of Computational and Applied Mathematics* 227 (2009), p.p. 147-160.
5. Il-Kwon Jeong, Ju-Jangle. *Adaptive Simulated Annealing Genetic Algorithm for System Identification. Engng Applic. Artif. Intell.*, vol.9, №5, p.p.523-532,1996.
6. Montiel Oscar, Castillo Oscar, Melin Patricia, Sepulveda Roberto. The evolutionary learning rule for system identification. *Applied Soft Computing* 3 (2003), p.p. 343–352.
7. Gray J. Gary, Murray-Smith J. David, Yun Li, Ken C. Sharman, Weinbrenner Thomas. Nonlinear model structure identification using genetic programming. *Control*

- Engineering Practice* 6 (2007), p.p.1341-1352.
8. Rong-Fong Fung, Chin-Lung Chiang, Guo-Ching Wu. System identification of a pick-and-place mechanism driven by a permanent magnet synchronous motor. *Applied Mathematical Modelling* (2009), journal homepage: [www.elsevier.com/locate/apm](http://www.elsevier.com/locate/apm)
  9. Tutkun Nedim. Parameter estimation in mathematical models using the real coded genetic algorithms. *Expert Systems with Applications* 36 (2009), p.p. 3342–3345.
  10. Chang Wei-Der. Nonlinear system identification and control using a real-coded genetic algorithm. *Applied Mathematical Modelling* 31 (2007) , p.p. 541–550.
  11. Astrom K.J., Wittenmark B. *Adaptive Control*. Addison-Wesley, Massachusetts, 1995.
  12. Ghosh S., S. Maka. Genetic algorithm based NARX model identification for evaluation of insulin sensitivity. *Applied Soft Computing*(2009), [www.elsevier.com/locate/asoc](http://www.elsevier.com/locate/asoc).
  13. Valarmathi K., D. Devaraj, T.K. Radhakrishnan. Real-coded genetic algorithm for system identification and controller tuning. *Applied Mathematical Modelling* 33 (2009), p.p. 3392–3401
  14. Hazem M. Abbas , Mohamed M. Bayoumi. An adaptive evolutionary algorithm for Volterra system identification. *Pattern Recognition Letters* 26 (2005), p.p.109–119.
  15. Nyarko Karlo Emmanuel, Scitovski Rudolf. Solving the parameter identification problem of mathematical models using genetic algorithms. *Applied Mathematics and Computation* 153 (2004), p.p. 651–658.
  16. Chang Wei-Der. Coefficient Estimation of IIR Filter by a Multiple Crossover Genetic Algorithm. *Computers and Mathematics with Application* 51(2006), p.p.1447-1444.
  17. Chang Wei-Der. An improved real-coded genetic algorithm for parameters estimation of nonlinear systems. *Mechanical Systems and Signal Processing* 20 (2006), p.p.236–246.
  18. Tam S.M., K.C. Cheung. Genetic algorithm based defect identification system. *Expert Systems with Applications* 18 (2000), p.p.17–25.
  19. Mariscotti A., P. Pozzobon. Genetic algorithm approach for the determination of the electrical parameters of railway traction lines. *Measurement* 41 (2008), p.p.169-177.
  20. Maha Shadaydeh, Yegui Xiaob, Yoshiaki Tadokorob, Identification of nonminimum phase FIR (Finite impulse response) systems via fourth-order cumulants and genetic algorithm. *Signal Processing* 60 (1997) p.p. 339-347.
  21. Dong Hwa Kim, Ajith Abraham, Jae Hoon Cho. A hybrid genetic algorithm and bacterial foraging approach for global optimization. *Information Sciences* 177 (2007), p.p.3918-3937.
  22. Subudhia Bidyadhar, Debashisha Jenab. A differential evolution based neural network approach to nonlinear system Identification. *Applied Soft Computing* J.(2010),doi:10.1016/j.asoc.2010.01.006.
  23. Chuanga Li-Yeh, Hsueh-Wei Chang, Chung-Jui Tu, Cheng-Hong Yang. Improved binary PSO for feature selection using gene expression data. *Computational Biology and Chemistry* 32 (2008), p.p.29-38.
  24. Hota P.K., A.K. Barisal, R. Chakrabarti. An improved PSO technique for short-term optimal hydrothermal scheduling. *Electric Power Systems Research* 79 (2009), p.p. 1047–1053.
  25. Majhi Babita, Panda G.. Development of efficient identification scheme for nonlinear dynamic systems using swarm intelligence techniques. *Expert Systems with Applications* 37 (2010), p.p. 556–566.
  26. Bhuvanewari R., S.Subramanian. Multi-objective parameter estimation of induction motor using particle swarm optimization. *Engineering Applications of Artificial Intelligence* 23 (2010), p.p. 302-312.
  27. R. Popov. Separately excited DC – machine model parameter estimation, using Artificial Intelligence techniques. *Proc. of the First European Polytechnical University Int. conference „Education, Science, Innovations“*, 9-10 June 2011, Pernik, Bulgaria, pp. 442-450.
  28. Luitel Bipul, Ganesh K.Venayagamoorthy. Particle swarm optimization with quantum infusion for system identification. *Applications of Artificial Intelligence* (2010), oi:10.1016/j.engappai.2010.01.022.
  29. Liu Li, Wenxin Liu, David A. Cartes. Particle swarm optimization-based parameter identification applied to permanent magnet synchronous motors.

- Engineering Applications of Artificial Intelligence* 21 (2008), p.p. 1092–1100.
30. Shu-Kai S. Fan, Yen Lin, Chih-Min Fan, Yi-Yi Wang. Process identification using a new component analysis model and particle swarm optimization. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems* 99 (2009), p.p.19-29.
  31. Mansouri R., M. Bettayeb, T. Djamah, S. Djennoune. Vector Fitting fractional system identification using particle swarm optimization. *Applied Mathematics and Computation* 206 (2008), p.p.510–520.
  32. Paterlinia Sandra, Thiemo Krink. Differential evolution and particle swarm optimisation in partitional clustering. *Computational Statistics & Data Analysis* 50 (2006), p.p.1220- 1247.
  33. Tang Hesheng, Songtao Xue, Cunxin Fan. Differential evolution strategy for structural system identification. *Computers and Structures* 86 (2008), p.p. 2004–2012.
  34. Zhang Y., D. Gallipoli, C.E. Augarde. Simulation-based calibration of geotechnical parameters using parallel hybrid moving boundary particle swarm optimization. *Computers and Geotechnics* 36 (2009), p.p. 604–615.
  35. Tang Yinggan, Leijie Qiao, Xinping Guan. Identification of Wiener model using step signals and particle swarm optimization. *Expert Systems with Applications* 37 (2010), p.p. 3398-3404.
  36. Meiying Ye, Xiaodong Wang, Yousheng Xu. Parameter identification for proton exchange membrane fuel cell model using particle swarm optimization. *International Journal of Hydrogen Energy* 34 (2009), p.p. 981-989.
  37. Feng Xia-Ting, Bing-Rui Chen, Chengxiang Yang, Hui Zhoua, Xiuli Ding. Identification of visco-elastic models for rocks using genetic programming coupled with the modified particle swarm optimization algorithm. *International Journal of Rock Mechanics & Mining Sciences* 43 (2006), p.p. 789–801.
  38. Fei Gao, Ju-Jang Lee, Zhuoqiu Li , Hengqing Tong , Xiaohong Lü. Parameter estimation for chaotic system with initial random noises by particle swarm optimization. *Chaos, Solitons and Fractals* 42 (2009), p.p.1286-1291.
  39. Kargupta, H., Smith, R, E., *System identification with evolving polynomial networks*, Proceeding of the 4th International Conference on Genetic Algorithm, University of California, San Diego, USA, 1991, p.p., 370-376.
  40. Tang Yinggan, Mingyong Cui, Lixiang Li, Haipeng Peng, Xinping Guan. Parameter identification of time-delay chaotic system using chaotic ant swarm. *Chaos, Solitons and Fractals* 41 (2009), p.p. 2097–2102.
  41. Ming Yu, Ming Luo, Danwei Wang, Shai Arogeti, Xinzheng Zhang. Simultaneous fault and mode switching identification for hybrid systems based on particle swarm optimization. *Expert Systems with Applications* 37 (2010), p.p.3000–3012.
  42. Ali M.M., P.Kaelo. Improved particle swarm algorithms for global optimization. *Applied Mathematics and Computation* 196 (2008), p.p.578-593.

Адрес

E-mail: rrrrosi@abv.bg

E-mail: rrrrosi@tu-plovdiv.bg



## СИСТЕМА ЗА АВТОМАТИЧНО УПРАВЛЕНИЕ НА ОСВЕТЛЕНИЕТО

ВЛАДИМИР ИВАНОВ, АЛДЕНИЗ РАШИДОВ

**Резюме:** Настоящият доклад представя проект и реализация на система за автоматично управление на осветлението в складови и производствени помещения, посредством IP видео наблюдение.

**Ключови думи:** IP камера, контролер, MSSQL Server.

## AUTOMATIC LIGHTING CONTROL SYSTEM

VLADIMIR IVANOV, ALDENIZ RASHIDOV

**Abstract:** This report presents the design and implementation of a system for automatic control of lighting in storage and production areas through IP video surveillance.

**Key words:** IP camera, controller, MSSQL Server.

### 1. Въведение

С цел елиминиране на човешкия фактор в управлението на осветителните уредби интензивно се внедряват системи за автоматично управление, както и системи за автоматично регулиране [1]. Осветлението е причина за значително големия процент на разход на електроенергия, в което и да е поле на дейност: - 10% до 15% в промишления и жилищния сектор; - 35% до 50% в сферата на услугите и в търговските сгради. В подобни помещения изграждането на осветителна уредба с възможност за регулиране на светлинния поток би могло да доведе до 60% намаляване на консумацията на електрическа енергия [2, 3]. Следователно, трябва внимателно да се разгледа въпроса за технологиите, които се използват, за да се постигне оптимален баланс между употребата и общия разход [4]. Въпреки доказаните предимства на системите за управление на осветлението, широкото им разпространение е все още ограничено поради необходимостта от допълнителна инвестиция за датчици, окабеляване и сложна експлоатация [5]. Минимизирането на инвестиционните разходи за изграждане на подобна система в промишлени и търговски сгради може да се постигне чрез

интегриране на системата за управление на осветлението в съществуваща система за видео наблюдение. Използването на камерите за управление на осветлението елиминира разходите за окабеляване и закупуване на датчици за движение.

Цел на настоящия доклад е да се представи система за автоматично управление на осветлението чрез IP камери – Internet Protocol Camera Lighting Control (IPCLC) на базата на специализиран контролер за управление на осветлението (IPCLC контролер). За да се постигне зададената цел са проектирани и разработени компонентите IPCLC Server, IPCLC Client и IPCLC контролер.

### 2. Базова архитектура на системата IPCLC

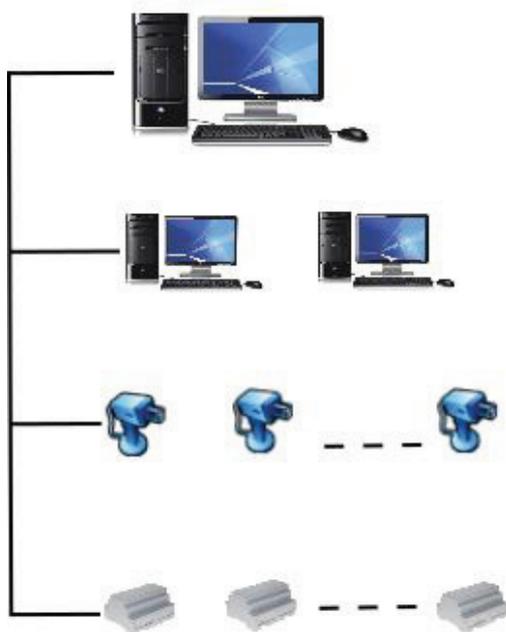
Архитектурата на системата е представена на фиг. 1 и се състои от следните компоненти:

- Сървър за IP видео наблюдение;
- Клиент за видео наблюдение;
- IP камери;
- Контролер IPCLC за управление на осветлението.

Сървърът е базиран на платформа Windows 7 Professional. Сървърното приложно програмно осигуряване на системата включва софтуер за видео управление Milestone XProtect® Express на Milestone Systems [6], сървър за управление на осветлението “IPCLC Server” и сървър за база от данни (БД) MSSQL Server 2012.

Milestone XProtect® е с отворена архитектура и е съвместим с широк кръг от IP камери, енкодери и цифрови видео рекордери. Тази отворена архитектура и съвместимост позволяват интегриране със системи от трети производители и разширяване на системата с бъдещи иновации. При закупуването на лиценза на Milestone XProtect® се предоставя безплатен лиценз за MSSQL Server.

MSSQL Server [7] съхранява данни относно конфигурацията на системата, отделни параметри, потребителски данни, системни дневници, аларми и др.



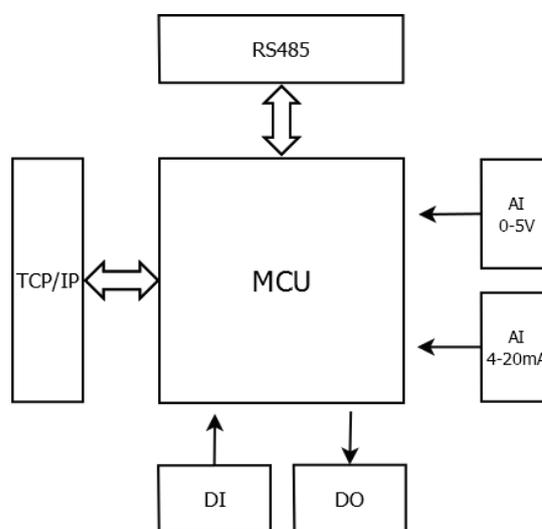
Фиг. 1. Архитектура на системата

Клиентът е базиран на платформа Windows 7 Professional. Приложното програмно осигуряване при него включва клиентските приложения XProtect Smart Client и IPCLC Client.

IP или Internet Protocol видеокamera представлява цифрова охранителна camera, която се ползва все по-често в съвременните системи за видеонаблюдение. Най-съществената разлика в сравнение с аналоговите CCTV видеокamери е, че при IP камерите е възможно изпращането и получаването на данни чрез компютърна мрежа и Интернет. Мрежовите камери директно цифровизират сигнала, който се предава през различни среди (LAN, WAN и др.) до централно

записващо устройство. По този начин се избягва многократното конвертиране на сигнала от аналогов в цифров и обратно.

Контролерът за управление на осветлението IPCLC е специализирано устройство, което е проектирано и разработено за постигане на целите на системата за автоматично управление на осветлението. Неговото предназначение е да управлява осветлението на базата на събраната информация от сензори за осветеност и мрежови камери. На фиг. 2 е показана блоковата схема на контролера IPCLC, която включва компонентите MCU, LAN TCP/IP, RS 485, DI (цифров вход), DO (цифров изход), Analog Input (0-5V) и Analog Input (4-20mA).



Фиг. 2. Блокова схема на специализирания контролер

MCU е микроконтролер от серията ATmega328P на Atmel [8]. Модулите LAN и RS485 обезпечават комуникацията на контролера.

Основните технически характеристики на специализирания контролер са следните:

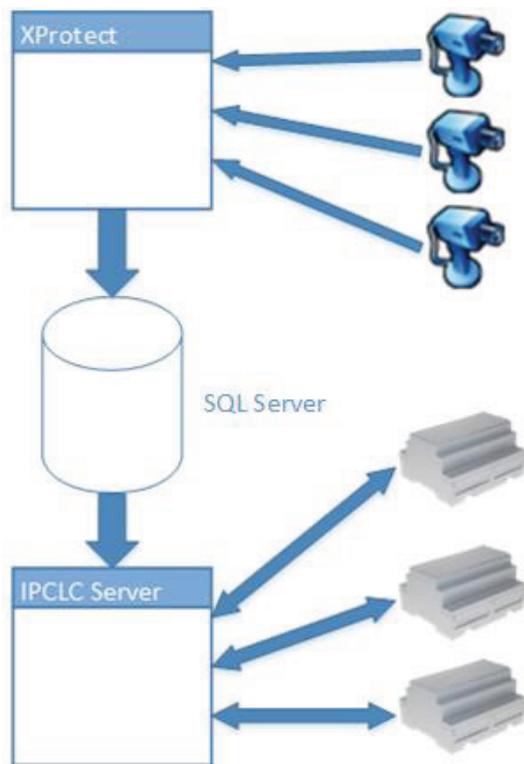
- 6 цифрови входа (оптично изолирани);
- 3 цифрови изхода (релейни);
- 2 аналогови входа (10bit);
- TCP/IP интерфейс;
- RS485 интерфейс;
- Ръчен/автоматичен режим;
- Таймер 0 – 60 min.;
- Конфигуриране през LAN.

Контролерът разполага с три зони (цифрови изхода) за управление на осветление. Първите две зони се използват за автоматично управление посредством сензори и камери, а третата за управление на дежурно или евакуационно осветление чрез времеви графици или сигнал от пожароизвестителна централа.

### 3. Принцип на действие на системата

Непосредствено преди стартиране на работа със системата е необходимо да се извършат първоначални настройки. Тъй като конфигурирането на видеонаблюдението е предмет на друг проект, то приемаме, че всички настройки по устройствата (камери) и приложното програмно осигуряване (XProtect) са извършени. Последователността на работа на системата е показана на фиг. 3 и се състои от следните етапи:

1. Следене (засичане) на движение посредством мрежовите камери и изпращане на информация към XProtect.
2. Съхраняване на информацията (дата, час, идентификационен номер на камера) от дадена мрежова камера в БД.
3. Следене за ново събитие (в БД) от IPCLC Server. В зависимост от типа на събитието и номера на камерата IPCLC Server изпраща информация за събитието към съответен специализиран контролер за управление.
4. Управление на осветлението чрез специализирания контролер, в зависимост от предварително зададени параметри (режим, ниво на осветеност и др.) и изпратената информация от IPCLC Server.



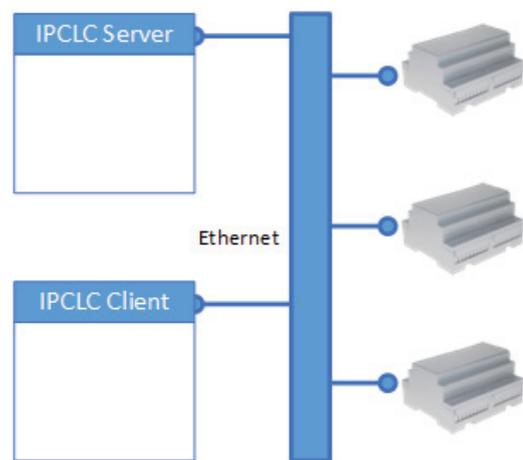
Фиг. 3. Принцип на действие на системата

Специализираният контролер работи в два основни режима:

- Автоматичен;
- Ръчен.

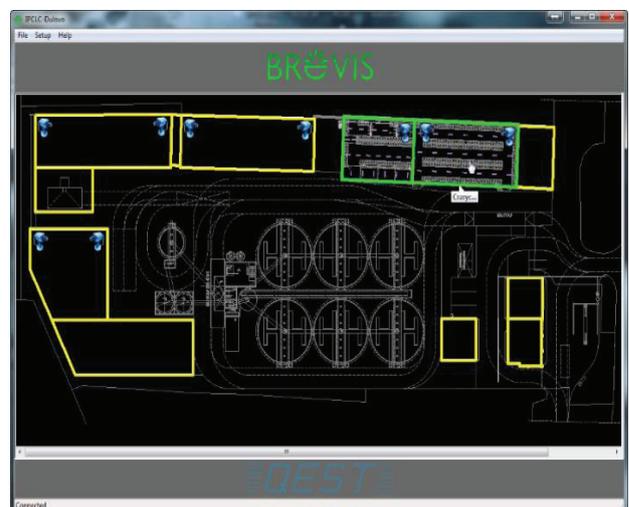
При автоматичен режим трите зони на контролера се управляват от IPCLC Server, като с най-висок приоритет е нивото на осветеност в помещението, което се измерва от фото сонда, свързана към аналоговия вход, а цифровите входове действат като бутони за стълбищен автомат. При използване на даден бутон съответна зона на контролера се активира за определен период от време, зададен от таймера на контролера и така позволява устройството да се използва самостоятелно (фиг. 4).

При ръчен режим зоните се управляват от IPCLC Client, а бутоните действат като ключове – при използване, задействат зоната, а при повторно използване я изключват.



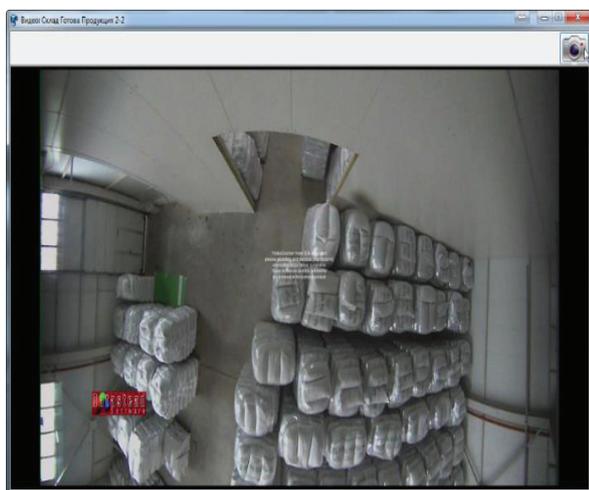
Фиг. 4. Самостоятелна работа на системата

Освен за настройка на параметрите за управление на осветлението, IPCLC Client (фиг. 5) може също да се използва и за наблюдение и контрол на персонала в помещенията.



Фиг. 5. Общ изглед на IPCLC Client

Това се извършва посредством модула за мониторинг и управление на IPCLC Client. След визуализиране на видео картина от камерата в реално време, потребителят има възможност да получи информация за складови наличности, работни процеси или направи моментна снимка на помещението (фиг. 6), която може да бъде изпратена по електронна поща или записана в архив.



Фиг. 6. Видео прозорец

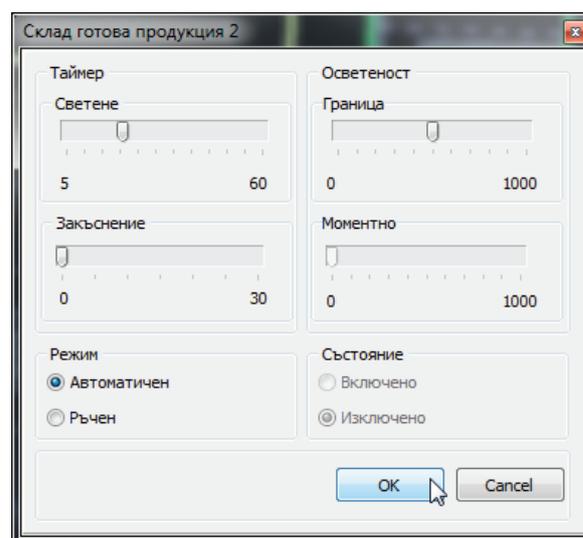
За осъществяване на връзка с видео потока е необходимо да се въведат входни данни за IP адрес, потребителско име и парола. Освен това мрежовата камера трябва да е съвместима с протокола Real Time Streaming Protocol (RTSP). RTSP се използва за установяване и контрол на медийна сесия. Предаването на данните не е задача на RTSP. RTSP действа като „мрежово дистанционно управление“ за мултимедийни сървъри (IP камери) и използва Transmission Control Protocol (TCP) за установяването и поддържането на връзката от точка до точка [9].

#### 4. Конфигуриране на системата

Конфигурирането на специализираните контролери се извършва чрез софтуерните инструменти IPCLC Client и IPCLC Server. От основния прозорец на приложението IPCLC Client, потребителят има общ изглед над всички складови и производствени помещения.

За да се зададат параметри за управление на осветлението в дадено помещение потребителят избира визуално съответното помещение, при което се активира диалогов прозорец за настройка на зоната (цифров изход) на контролера, която отговаря за включване и изключване на осветлението на това помещение (фиг. 7). Посредством този прозорец се задават следните основни параметри:

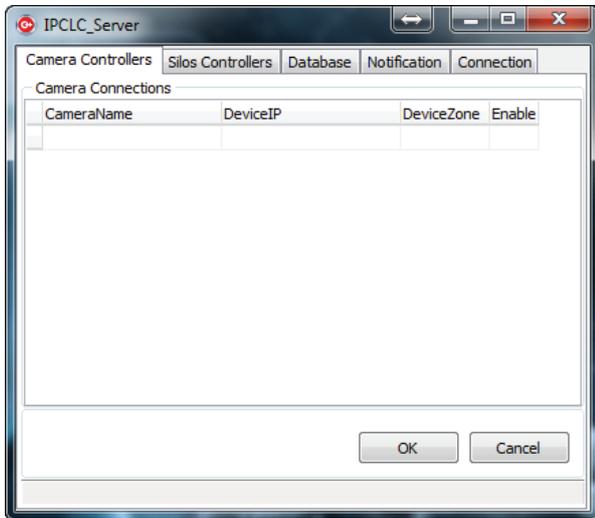
- Таймер светене (min) – определя времето за което ще работи осветлението, след получаване на информация за засечено движение или задействан бутон;
- Таймер закъснение (s) – задава закъснението за включване на осветлението. При стойност 0 няма закъснение. Този параметър се използва с цел да се избегнат нежелани „фалшиви“ включвания, които са породени от „шум“ в камерите;
- Граница осветеност (Lux) – задава праговата осветеност, при която осветлението се включва автоматично. В случай, че интензитетът на естествената светлина в помещението е по-голям от зададената граница, осветлението не се включва. При зададена граница от 1000 Lux, осветеността в помещението ще се пренебрегне и осветлението ще се включва при засичане на движение, независимо от осветеността в помещението;
- Автоматичен режим – при избор на автоматичен режим осветлението се управлява в зависимост от осветеността и движението в помещението;
- Ръчен режим – при ръчен режим предходните настройки се пренебрегват и осветлението се управлява от бутони разположени в помещението;
- Състояние включено/изключено – този параметър е активен само при ръчен режим и позволява на потребителя да управлява осветлението дистанционно или посредством бутони.



Фиг. 7. Прозорец за конфигуриране

Връзката между контролерите и IPCLC Client се осъществява посредством IPCLC Server.

Приложението дава възможност за свързване на мрежова камера със съответна зона на специализирания контролер (фиг. 8). Посредством секция „Camera Controllers“ се задава управляващата камера за всяка отделна зона на контролерите.



Фиг. 8. Създаване на връзка камера-контролер

Възможно е една камера да управлява п на брой зони или една зона да се управлява от п на брой камери. За да се осъществи връзката между камера и контролер, в секцията се попълва таблица “Camera Connections” със следните полета:

- „CameraName” – въвежда се името на камерата, което е зададено в XProtect;
- „DeviceIP” – въвежда се IP адреса на контролера;
- „DeviceZone” – определя се коя зона на контролера да се управлява;
- „Enable” – разрешава или забранява управлението на зоната.

### 5. Сравнителна характеристика

В таблица 1 е представена ценова спецификация на допълнителните материали, необходими за автоматизиране на осветлението в четири помещения по 150 m<sup>2</sup>, в които има изградено видеонаблюдение. От спецификация се вижда, че при използването на системата IPCLC, необходимата сума за реализиране на автоматизираното управление е над четири пъти по-малка в сравнение със сумата необходима при използването на конвенционална апаратура. Това се дължи на факта, че IPCLC обединява функционалността на няколко конвенционални устройства в едно единствено устройство. Така освен понижаване на сумата за материали се улеснява и инсталацията, което води до по-ниски разходи за труд.

Таблица 1. Ценова спецификация за материали

Апаратура Schneider Electric	бр./m	ед. цена	стойност
Датчик за движение 360°	8	173.80 лв.	1 390.40 лв.
Стълбищен автомат	4	41.18 лв.	164.72 лв.
Импулсно реле	4	31.95 лв.	127.80 лв.
Пакетен ключ	2	11.00 лв.	22.00 лв.
Кабел СВТ 3x1,5 mm <sup>2</sup>	400	1.50 лв.	600.00 лв.
Труд			800.00 лв.
		Сума	3 104.92 лв.
Система IPCLC			
IPCLC контролер	2	180.00 лв.	180.00 лв.
FTP Cat. 5E	200	0.50 лв.	50.00 лв.
Труд			400.00 лв.
		Сума	630.00 лв.

Освен ниска първоначална инвестиция системата предоставя и добра енергийна ефективност. След измерване и изчисление на енергийните показатели (табл. 2) се установява, че с използване на разработената система за автоматично управление на осветлението се постига 58% икономия на енергия.

Таблица 2. Обобщени енергийни показатели на системата

Показател	Стойност
LED осветител (бр.)	100
Инсталирана мощност (W)	10000
Мсечен разход на енергия (kW/h)	2880
Мсечен разход на енергия с автоматизирано управление (kW/h)	1200
Икономия	58%

При себестойност 0,08240 лв./kWh на нощната тарифа на електроенергията за небитови клиенти, присъединени към електро-разпределителните мрежи на ниско напрежение, месечните разходи за осветление без автоматизиране се изчисляват на 237,31 лв. С реализирана икономия от 137,64 лв. на месец посредством системата IPCLC времето за възвръщане на инвестицията е 4,5 месеца, докато с използването на стандартните решения е 22,5 месеца (фиг. 9).



Фиг. 9. Възвръщаемост на капитала

## 6. Заключение

Проектирана е и разработена система за автоматично управление на осветлението в складови и производствени помещения, включваща компонентите IPCLC Server, IPCLC Client и IPCLC контролер. Посредством IPCLC Server се осигурява връзка между IPCLC контролерите, а IPCLC Client предоставя възможност за динамичен мониторинг и контрол. Системата подобрява значително енергийната ефективност на осветлението и свежда до минимум манипулациите по контрол над осветителните мощности. Съчетаването на видеонаблюдението и системата за контрол на осветлението базирана на специализирания контролер (IPCLC контролер), IPCLC Server и IPCLC Client, значително намалява разходите за изграждане на сградна автоматизация, с което се намаля и времето за възвръщане на инвестицията за автоматизация и видеонаблюдение. Управлението на осветлението чрез времеви графици (както е в повечето автоматизирани системи) не е ефективно, когато се работи денонощно на смени. Този проблем лесно може да се разреши с използване на разработената и напълно работоспособна система, която оптимизира използването на осветление само когато, където и колкото е необходимо.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Blackwell, Michael K. (2007) "Systems and methods for controlling programmable lighting systems." *U.S. Patent 7,233,831*, issued June.
2. Pyonchan, I., Abderrezek, N., Moncef, K. (2009) "Estimation of lighting energy savings from daylighting", *Building and Environment*, vol. 44, Issue 3, March, pp. 509-514.

3. Vipul, S., Andreas, K., Carlos, G., James, H., Garrett, and Matthews, H. (2005) "Intelligent light control using sensor networks", *Proceedings of the 3rd international conference on Embedded networked sensor systems (SenSys '05)*, ACM, New York, NY, USA, pp. 218 - 229.
4. Roisin, B., Bodart, M., Deneyer, A., D'Herdt, P. (2008) "Lighting energy savings in offices using different control systems and their real consumption", *Energy and Buildings*, vol. 40, Issue 4, pp. 514-523.
5. *Ръководство за управление на осветителни вериги*. Shneider Electric, [Онлайн], Достъпен от адрес [http://www.schneider-electric.bg/documents/downloads/Lighting\\_Circuits\\_Catalogue.pdf](http://www.schneider-electric.bg/documents/downloads/Lighting_Circuits_Catalogue.pdf) [2014].
6. *Milestone XProtect® Express*. Milestone, [Онлайн], Достъпен от адрес <http://www.milestonesys.com> [2014].
7. *Microsoft SQL Server 2012*. Microsoft, [Онлайн], Достъпен от адрес <http://www.microsoft.com> [2012].
8. *ATmega328P*. Atmel, [Онлайн], Достъпен от адрес <http://www.atmel.com/devices/atmega328p.aspx>.
9. *RFC 2326, Real Time Streaming Protocol (RTSP)*, [Онлайн], Достъпен от адрес <http://tools.ietf.org/html/rfc2326>, IETF [1998].

### Контакти

Владимир Иванов, „Сатурн 2“ ООД  
Адрес: гр. Бургас, Южна Промислена  
Зона, промишлена база „Сатурн“  
E-mail: [vladimir\\_ivanov@saturn-2.com](mailto:vladimir_ivanov@saturn-2.com).  
E-mail: [aldeniz@tugab.bg](mailto:aldeniz@tugab.bg).



## ДИНАМИЧНА СИМУЛАЦИЯ НА КОЛОНА ЗА АТМОСФЕРНА ДЕСТИЛАЦИЯ

СТЕФАН КИРАНОВ

**Резюме:** *Unisim Design на фирмата Honeywell е програмнен пакет за моделиране и симулация на химико-технологични обекти. В настоящия материал е показано изследване на динамичните свойства на колона за атмосферна дестилация на петрол чрез използване на пакета UniSim.*

**Ключови думи:** *Автоматизация, моделиране на технологични обекти, динамична симулация, UniSim, петролна дестилация*

## DYNAMIC SIMULATION OF ATMOSPHERIC DISTILLATION COLUMN

STEFAN KIRANOV

**Abstract:** *Unisim Design from company Honeywell is software package for modeling and simulation of chemical process units. In this material is shown study of the dynamic properties of the crude oil atmospheric distillation unit using package UniSim.*

**Key words:** *Automation, technological systems modeling, dynamic simulation, UniSim, oil distillation.*

### 1. Въведение

Първият основен процес при преработката на суров петрол в една петролна рафинерия е неговата атмосферна дестилация. Количеството и качеството на петролните деривати, получавани при дестилацията са силно зависими от стабилизирането на основни величини, като температура, налягане, ниво и разход.

Познаването на динамичните свойства на управлявания обект има важно значение за изграждането на подходящи ситеми за регулиране и управление.

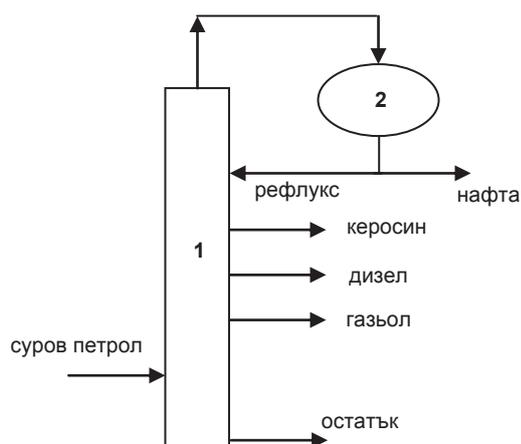
Съвременните информационни технологии предоставят множество инструменти за моделиране и симулация на процесите в реални технологични обекти. Примери за програмни продукти, използвани за

тази цел са: Matlab на Mathworks, Aspen HYSYS на AspenTech, UniSim Design на Honeywell, Wolfram Mathematica. Тези програми позволяват сравнително лесно да се получат моделите на различни технологични обекти.

### 2. Динамична симулация на дестилационна колона

Симулираната част от технологичната инсталация е показана на Фиг. 1. Апаратите в схемата са дестилационната колона **1** и кондензатора **2**. Входните и изходните материални потоци са суров петрол, нафта, керосин, дизел, кубов остатък и рефлукс на нафтата. Основните величини, участващи в изследването са разхода на рефлукса  $F_R$ , моларният разход  $F_N$  и температурата  $T_N$  на

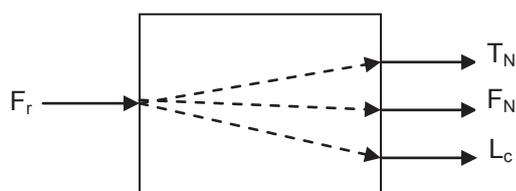
дестилата-нафта, както и нивото в кондензатора  $L_C$ .



Фиг. 1.

Моделирането и динамичната симулация на дестилационната колона за суров петрол е реализирана в средата на програмния продукт UniSim Design на фирмата Honeywell.

Целта на изследването е да се установи влиянието на разхода на рефлукса като входна величина върху изходните величини разход и температура на нафтата и ниво в кондензатора. По този начин се получава описание на динамичното поведение на колоната по посочените канали. Блок-схемата на разглеждания обект е представена на Фиг. 2.



Фиг. 2.

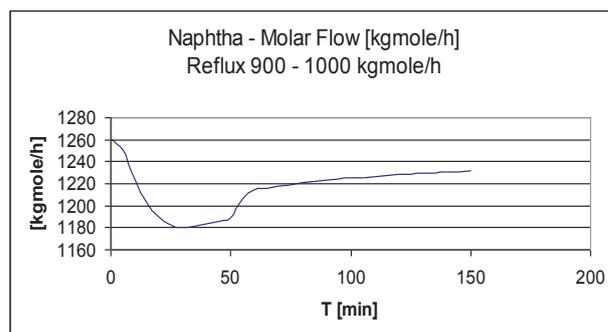
Проведени са експерименти за установяване реакцията на изходите на обекта след единично стъпаловидно изменение на разхода на рефлукса  $F_r$  при постоянни стойности на разхода, температурата и налягането на входящия суров петрол. Разходът на рефлукса последователно се нараства в диапазона 900-1500 kgmole/h и намалява в диапазона 1500-900 kgmole/h със стъпка на изменение 100 kgmole/h.

Една част от преходни процеси по трите канала на моделирания обект се отнася за случая на стъпаловидно намаляване на дебита на рефлукса.

За да се получи аналитичното описание на посочените канали чрез предавателни

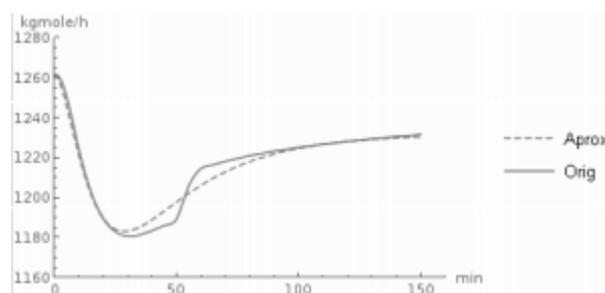
функции, експерименталните данни от UniSim са импортирани в пакета Mathematica и е направена необходимата апроксимация. Стойностите на времеконстантите са определени чрез итеративна процедура при изискване за минимум на квадрата на грешката от апроксимация.

На Фиг. 3 е показан преходният процес по канала разход на рефлукса  $F_r$  – моларен разход на нафтата  $F_N$ .



Фиг. 3.

Апроксимиращата крива е показана съвместно с експерименталната крива на Фиг. 4.



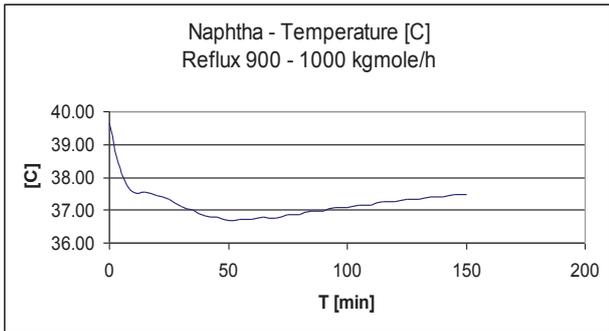
Фиг. 4.

На тази апроксимация отговаря предавателна функция от вида:

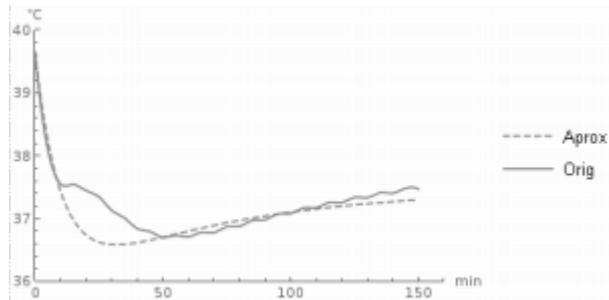
$$W(p) = \frac{134p+1}{(28p+1)(10p+1)(7p+1)} \quad (1)$$

Следователно разглежданият канал може да се представи като последователно свързани форсиращо звено и инерционно(апериодично) звено от трети ред.

Следващият преходен процес(Фиг. 5) е по канала разход на рефлукса  $F_r$  – температура на нафтата  $T_N$ . Съответната апроксимация се вижда от Фиг. 6.



Фиг. 5.



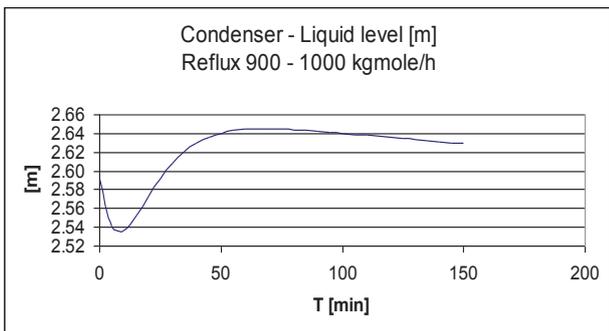
Фиг. 6.

Предавателната функция по този канал е със следния вид:

$$W(p) = \frac{108p+1}{(65p+1)(10p+1)} \quad (2)$$

Това е предавателна функция на последователно съединение от форсиращо звено и инерционно(апериодично) звено от втори ред.

Преходният процес по третия канал разход на рефлукса  $F_r$  – ниво в кондензатора  $L_c$  е представен на Фиг. 7.

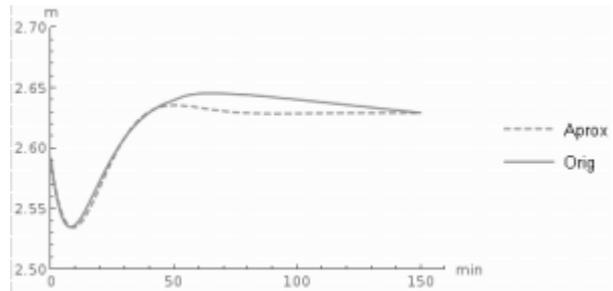


Фиг. 7.

В динамично отношение поведението на обекта по този канал може да се представи чрез следната предавателна функция:

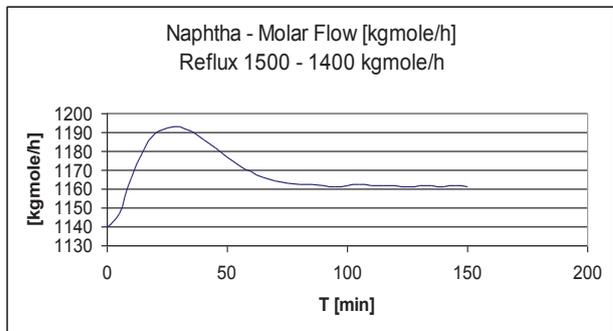
$$W(p) = \frac{1-38p}{(10^2 p^2 + 13p + 1)} \quad (3)$$

Апроксимацията на експерименталната крива е показана на Фиг. 8.

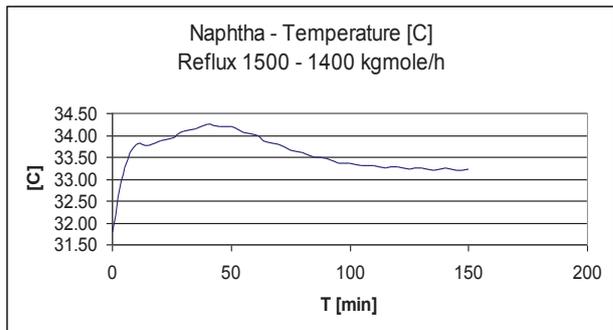


Фиг. 8.

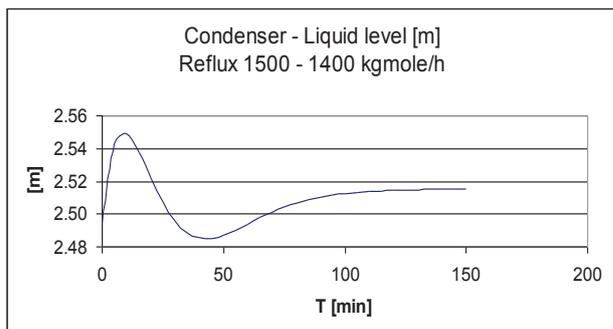
Друга част от изследването са преходните процеси по същите канали на обекта, получени при стъпаловидно нарастване дебита на рефлукса. Те са показани на Фиг. 9, Фиг. 10 и Фиг. 11.



Фиг. 9.



Фиг. 10.



Фиг. 11.

Графиките показват, че характерът на динамиката на обекта е същата и следователно предавателните функции са като посочените в изразите (1), (2) и (3).

### 3. Заключение

Съвместното използване на програмните пакети UniSim и Mathematica са добра възможност за моделиране на технологични обекти и тяхното изследване чрез симулация в реално време.

Представеното в настоящия доклад изследване обхваща: създаване на модел на реална колона за атмосферна дестилация в средата за симулация UniSim, провеждане на експерименти с модела в динамичен режим и извеждане на аналитични изрази за математично описание на динамичните свойства на изследвания обект.

Максималната относителна грешка от апроксимация не надвишава 1%.

Получените преходни характеристики и предавателни функции показват, че по разглежданите канали обектът се представя с

последователно свързани инерционни звена от втори и трети ред и форсиращи звена. Обектът проявява значителна инерционност и затихването на преходните процеси след единично входно въздействие е около 1 - 2 часа.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Fahim M., Sahhaf T., Elkilani A., (2010). *Fundamentals of Petroleum Refining*, Elsevier.
2. Heneks T., (2013). *A Dynamic simulation of the unit operations lab west column*.
3. Honeywell, (2010). *UniSim Design Tutorials and Applications*, Honeywell.
4. Honeywell, (2010). *Dynamic Modeling*, Honeywell.
5. Luyben W., (2006). *Distillation Design and Control using Aspen Simulation*, Willey.

Контакти

E-mail: skiranov@tu-sofia.bg



© Journal of the Technical University – Sofia  
Plovdiv branch, Bulgaria  
“Fundamental Sciences and Applications” Vol. 21, 2015  
International Conference on Engineering, Technologies and Systems  
TECHSYS 2015  
BULGARIA

## СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА СЪОТНОШЕНИЕ

ЗАХАРИ КАВРОШИЛОВ, ГЕОРГИ КАВРОШИЛОВ

**Резюме:** В работата е извършен сравнителен анализ на реализирана нова схема за управление на съотношение спрямо една от най-близката подобна с паралелна структура. Разработената методика за синтез и оптимална настройка на контурите е допълнена и детайлизацията е илюстрирана с конкретни примери. Показани са предимствата на разработената архитектура чрез съпоставяне на различни показатели.

**Ключови думи:** управление на съотношение, SIMC-PID настройка

## RATIO CONTROL SYSTEMS

ZACHARY KAVROSHILOV, GEORGE KAVROSHILOV

**Abstract:** In this work is made a comparative analysis of implementing a new scheme of the ratio control to one of the nearest such a with parallel structure. The developed methodology for synthesis and optimal tuning of contours is supplemented and detailed is illustrated with concrete examples. Displaying are the advantages of the developed architecture by comparing of different criterions.

**Key words:** ratio control, SIMC-PID tuning

### 1. Въведение

За много технологични процеси е необходимо да се поддържа постоянно или управляемо съотношение между два или повече потока. За целта се използват различни схеми на системи за управление, които се свеждат до няколко базови структури [1]. Серийната структура съответства на технологична подчиненост на „водим“ от „водещ“ поток от гледна точка на формиране на заданията на регулаторите [2,3], при която управляемата променлива на водещия контур служи за задание на подчинения. Основният недостатък на структурата е свързан с неефективността ѝ в преходни процеси поради закъснението на втория контур вследствие от поведението на първия. Този недостатък става

все по значим с увеличаване инерционността на контурите. При паралелната структура заданието се задава едновременно на двата контура с отчитане на желаното съотношение. Фактическото съотношение между разходите се определя от моментните стойности на изходите на двата контура. При тези структури в преходните процеси, предизвикани както от бързи изменения на товара (заданието), така и от значими смущения в контурите, могат да получат големи изменения на съотношението. Тези нежелани ефекти се увеличават с различието на динамичните свойства на двата контура. Предложената в [4] архитектура е комбинация от двете основни с наименование “Bland station”, в която чрез промяна на тегловен коефициент се получават както

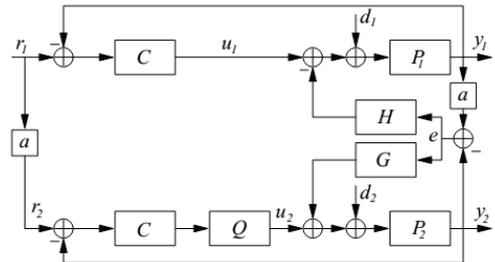
разгледаните базови, така и междинни хибридни схеми.

С развитието на информационно-управляващата техника се прилагат съвременни подходи за подобряване на алгоритмите за управление, в частност методи на размита логика, невронни мрежи, системи с пълзящи режими (Sliding mode control), използвани при управление на съотношение въздух-гориво [1]. Макар, че тези методи подобряват качеството на управление, те използват числени процедури, което води до известни затруднения при тяхното реализиране и експлоатация. Не са много публикациите, които предлагат схеми с високи функционални показатели и сравнително опростена структура с възможност за достъпни и практични решения, например [5]. Използвайки базовите структури Visioli предлага две схеми [6,7], отличаващи се с простота на настройката и достъпна интерпретация. Предложената в [1] схема и методика се характеризират със задълбочен аналитичен подход и детайлност, но се оформя мнение, че получените резултати не оправдават вложените усилия.

## 2. Постановка

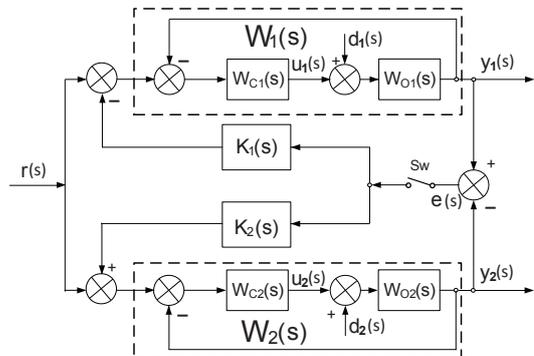
Горивните процеси заемат широк сегмент от приложенията на системите, свързани с управление на съотношение. В [9] са предложени и подробно изследвани нови схеми за съотношение въздух-гориво, отнасящи се към паралелния тип архитектури. Ефективността им е демонстрирана по отношение на разпространена схема от същия тип (селекторна с кръстосано ограничаващо управление [8]). В [10] е предложена методика за синтез на новите схеми с детайлно изложена процедура за приложение. От друга страна схемата, предложена от Visioli [11] е достатъчно близка до споменатите, притежава редица достойнства и в настоящата работа е сравнявана с една от предложените схеми - **AFB**. Алтернативната архитектура за управление на съотношението (**Alternative Ratio Control Architecture - ARCA**) [11], е предназначена за ефективна работа както при въздействия по задание, така и при смущения приведени към обекта (Фиг.1). Разглеждат се обекти от първи ред със закъснения в двата канала (FOPDT). В канала с по-малка инерционност се добавя корегиративно звено  $Q(s)$ , определено като отношение на предавателните функции на обектите  $P_1(s)$ ,  $P_2(s)$ , с което се гарантира инвариантност на разсъгласуването  $e(t)$  по отношение на заданието. Филтрите  $H(s)$

и  $G(s)$ , включени по начина на Фиг.1, реализират частична инвариантност на разсъгласуването по отношение на смущенията  $d_1(s)$  и  $d_2(s)$ . След предварителен избор на филтрите и използване на еднакви регулатори  $C(s)$  в контурите [11], синтезът на системата за управление се свежда до аналитично определяне на коефициента на пропорционалност на регулатора.



Фиг.1. Схема на системата за управление на съотношение **ARCA**[12]

Принципната схема **AFB**, предмет на това изследване, е реализирана чрез универсалната архитектура [9,10], като схемата на Фиг.2 е част от по-обща. Разсъгласуването  $e(s)$  между нормираните разходи служи за формиране на корекционни въздействия едновременно в двата основни контура за управление. И за двете сравнявани схеми (**ARCA**, **AFB**) основата цел се свежда до това траекториите на изходите



Фиг.2. Схема на системата за управление на съотношение **AFB**

да бъдат максимално близки или изменението на динамичната грешка  $e(t)$  да бъде тъждествено равно на нула при въздействия по задание и смущения към обектите.

Основна роля в разглежданата схема имат динамичните компенсатори  $K_1(s)$  и  $K_2(s)$ , включени по начина на Фиг.2. Ключът  $Sw$  служи за преминаване от структура **AFB** към базова паралелна, като така се реализира хоризонтална мобилност. Особеностите, анализ на резултатите и нейните предимства са отразени в [10,13] от гледна точка на

приложението ѝ в горивните процеси. В настоящата работа схемата **AFB** се разглежда като универсална и нейната ефективност се сравнява с предложената от Visioli **ARCA**.

### 3. Методика за синтез на предлаганата система **AFB**

Разработеният комплексен метод в [10] за синтез се прилага за схемата **AFB** в настоящата работа с актуализация и допълнения:

#### 3.1. Апроксимация на обектите за управление (стъпка 1)

Исходните математически модели по двата канала се представят обобщено в следния вид:

$$g_0(s) = \frac{\Pi_j(-T_{j0}^{inv}s+1)}{\Pi_i(\tau_{i0}s+1)} e^{-\theta_0 s}, \quad (1)$$

При понижаване реда на модела (1) до модел от първи (2) или втори (3) ред се прилага „половин“- правилото на Skogestad [13]:

$$g_1(s) = \frac{k}{\tau_1 s + 1} e^{-\theta s} \quad (2)$$

$$g_2(s) = \frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} e^{-\theta s} \quad (3)$$

Всеки от разглежданите два обекта се представя с по една или с по две предавателни функции от I-ви и II-ри ред, в зависимост от изходните предавателни функции.

#### 3.2. Определяне параметрите на еталонния преходен процес (стъпка 2).

Прилаганият метод за настройка използва „желана“ преходна функция с аperiодичен характер, с модел

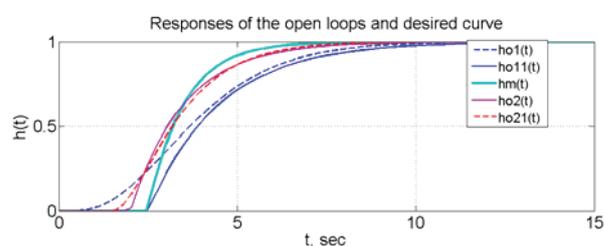
$$W_M(s) = \frac{K_M e^{-\theta s}}{\tau_c s + 1}, \quad (4)$$

и  $\tau_c$  се явява желаната времеконстанта на затворената система. Коефициента  $K_M$  се определя от съответните модели от I-ви ред, а закъснението  $\theta$  се определя от чистите закъснения  $\theta_{oi}$  в изходните модели (1).

Тези параметри служат за пресмятане на настроените коефициенти на използваните PID (PI) закони. Времеконстантата  $\tau_c$ , характеризираща динамиката на затворените контури е в диапазона  $\theta < \tau_c < \infty$ , като по малките стойности довеждат до бързи процеси, а по големите гарантират висока робастност. За конкретни приложения се отчитат и специфични особености на обектите, в частност за горивните процеси, представени в [10].

Важна особеност на метода е това, че желаният модел (4) се приема един и същ за двата контура, следователно времеконстантата  $\tau_c$  се избира като компромис с отчитане на близостта на желаните два преходни процеса. Това се улеснява от наслагването на преходните процеси на отворените контури, които използват редуцираните модели от I-ви ред (2).

Чрез съпоставянето на преходните процеси се уточнява и стойността на транспортното закъснение  $\theta$ . На този параметър се присвоява стойността на по-инерционния обект, тоест  $\theta = \max\{\theta_1, \theta_2\}$  при наличие на чисти закъснения  $\theta_o$  в изходните модели (1). При отсъствие на такива се допуска параметърът  $\theta$



Фиг. 3. Точни и апроксимирани ПХ на разходите и характеристика на желания процес  $Y_m$

да има междинна стойност  $\theta_1 < \theta < \theta_2$  ( $\theta_1$  - „ефективното закъснение“ с по-малката стойност на единия от разходите). С това се позволява реализирането на „двустранна деформация“ на управляемите променливи спрямо еталонния процес.

#### 3.3. Определяне на оптималните стойности на параметрите на основните регулатори (стъпка 3).

Настройката на контурите се извършва с използване на SIMC- правилата на Scogestad [10,12]. За обекти от първи ред (2) използваният PI - регулатор изразите са:

$$k_c = \frac{1}{k} \frac{\tau_1}{(\tau_c + \theta)}; \quad \tau_I = \min\{\tau_1, 4(\tau_c + \theta)\} \quad (5)$$

При обекти от втори ред (3) за PID - регулатора към горните изрази се добавя израза:

$$\tau_D = \tau_2 \quad (7)$$

Параметрите  $k_c$ ,  $\tau_I$  и  $\tau_D$  са валидни за „каскадна“ форма на реализация на PID-PI закони.

#### 3.4. Избор на динамични компенсатори (стъпка 4).

В [10] са получени изразите на еквивалентните предавателни функции на

затворените контури по задание с отчитане на компенсаторите ( $S_w = on$ ):

$$\frac{y_1(s)}{r(s)} = \frac{W_1(s) + W_1(s)W_2(s)(K_1(s) + K_2(s))}{1 + W_1(s)K_1(s) + W_2(s)W_2(s)} \quad (8)$$

$$\frac{y_2(s)}{r(s)} = \frac{W_2(s) + W_1(s)W_2(s)(K_1(s) + K_2(s))}{1 + W_1(s)K_1(s) + W_2(s)W_2(s)} \quad (9)$$

Зависимостите (8) и (9) представляват основни изрази, използвани при подбора на компенсаторите и те допускат различни комбинации от двойки  $K_1(s)$  и  $K_2(s)$ . Приравняването на еквивалентните предавателни функции към желаната предавателна функция  $W_M(s)$  удовлетворява основната задача и улеснява подбора на компенсаторите

$$\frac{y_1(s)}{r(s)} = \frac{y_2(s)}{r(s)} = W_M(s) \quad (10)$$

За достигане на пълна инвариантност на разсъгласуването между разходите  $e(s)$  по отношение на заданието  $r(s)$  е необходимо предавателните функции на затворените системи да са равни, тоест  $W_1(s) = W_2(s)$ .

В отличие от конкурентната схема ARCA, в разглежданата схема AFB двете предавателни функции  $W_1(s)$  и  $W_2(s)$  се доближават чрез подходящ подбор на компенсаторите  $K_1(s)$  и  $K_2(s)$  (Фиг.2), като при това се запазва робастността им по отношение на смущенията  $d_1(s)$  и  $d_2(s)$ . За целта единият от двата компенсатора, например  $K_2(s)$ , корегиращ по-бързия канал  $r \rightarrow y_2$  ( $\theta_2 < \theta_1$ ), се избира от вида

$$K_2(s) = \frac{W_1(s)}{W_2(s)} \quad (11)$$

Замествайки (11) в (8) и в съответствие с (10) след преобразования получаваме:

$$K_1(s) = -\frac{1}{W_1(s)} - \left[ \frac{(W_1(s) - W_M(s))}{(W_2(s) - W_M(s))} \right], \quad (12)$$

$$\text{при условие } W_M(s) \neq W_2(s) \quad (13)$$

Условие (13) се изпълнява, тъй като желания модел не може да съвпада с предавателната функция на по-малко инерционният от двата канала, в случая  $W_2(s)$ . При наличие на чисти закъснения в изходните модели или на значими ефективни такива, се избира  $W_M(s) = W_1(s)$ . Тогава от (12) следва

$$K_1(s) = -\frac{1}{W_1(s)} \quad (14)$$

При  $\theta_1 < \theta_2$  по подобен начин се избират

$$K_1(s) = \frac{W_2(s)}{W_1(s)} \quad (15)$$

$$K_2(s) = -\frac{1}{W_2(s)} - \left[ \frac{(W_2(s) - W_M(s))}{(W_1(s) - W_M(s))} \right] \quad (16)$$

$$K_2(s) = -\frac{1}{W_2(s)} \quad (17)$$

### 3.5. Избор на технически реализуеми динамични компенсатори и подбор на параметрите им (стъпка 5).

Изборът на компенсаторите се съобразява с изискванията за тяхната физическа и техническа реализация, с гарантиране устойчивостта на системата, както и с използването на минимален брой конфигурационни елементи. Избраните компенсатори се преобразуват до реализуеми библиотечни блокове. При необходимост от прецизиране на избора, изразите (12) и (16) се конкретизират чрез използване предавателните функции на затворените системи на основните контури

$$W_i(s) = \frac{W_{ci}(s) W_{oi}(s)}{1 + W_{ci}(s) W_{oi}(s)}, i = 1, 2, \quad (18)$$

$W_{ci}(s), W_{oi}(s)$ - предавателни функции съответно на регулатора и обекта за съответните контури според (2), (3) и настроечните коефициенти (5-7).

Като частни се явяват случаите, за които се дават следните препоръки:

1. Ако изходните модели на обектите  $W_{oi}(s)$  не съдържат чисти закъснения и:

1.1 Комбинациите от предавателни функции на обектите изпълняват условието

$$(n_1 < 3) \text{ or } (n_2 < 3),$$

то компенсаторите са пропорционални звена с достатъчно голяма стойност на  $k_{ki}$ .

1.2. При редове на предавателните функции  $g_{oi}(s)$ , съответно за двата канала  $n_1$  и  $n_2$  при изпълнение на условието

$$(n_1 \geq 3) \text{ and } (n_2 \geq 3)$$

се избират компенсатори от вида PD. При двустранна корекция се прилагат основните изрази (12) и (16). В противен случай се прилагат изрази (14) и (17).

2. При наличие на чисти закъснения в изходните модели, се използват изразите (14) и (17) или се прави едностранна компенсация на контура, който е алтернативен на този с чистото закъснение или на този с по-голямата от двете стойности на закъсненията.

Настроечните коефициенти на компенсаторите ( $K_{k1}, K_{k2}$ ), се подбират при

окончателната настройка с отчитане на запасите на устойчивост (за случаи 1.1 не се налага).

#### 4. Резултати

Изследва се пример, използван в сравняваната схема ARCA Visioli [11] с прилагане на еднакви въздействия и съблюдаване не едни и същи симулационни условия. Двама процеса се изразяват чрез следните функции:

$$W_{01}(s) = \frac{1}{(s+1)^4} \quad (19)$$

$$W_{02}(s) = \frac{1}{(s+1)^2} e^{-s} \quad (20)$$

За схемата ARCA симулационните данни са приведени в [11], а за предлаганата AFB се разглежда подробно по-нататък.

Редуцираме изходните модели (19) и (20) (стъпка 1), съответно до:

$$W'_{01}(s) = \frac{1}{(1.5s+1)} e^{-2.5s} \quad (21a)$$

$$W''_{01}(s) = \frac{1}{(1.5s+1)(s+1)} e^{-1.5s} \quad (21b)$$

$$W'_{02}(s) = \frac{1}{(1.5s+1)} e^{-1.5s} \quad (22a)$$

$$W''_{02}(s) = \frac{1}{(s+1)(s+1)} e^{-s} \quad (22b)$$

На времеконстантата се присвоява стойност  $\tau_c = 1$  чрез съпоставяне на преходните функции по двата канала и желаня характер на преходните процеси (Фиг 3), а закъснението  $\theta = 2.5$  се равнява на стойността на по-инерционния канал (21a). Така еталонният модел (4) приема вид

$$W_M(s) = \frac{K_M e^{-2.5s}}{s+1}, \quad (22)$$

Настроечните параметри, получени чрез (5), (6) и (7) са:  $k_{c1} = 0.3$ ;  $T_{i1} = 2.33$ ; и съответно  $k_{c2} = 0.29$   $T_{i1} = 1.5$ . Тъй като ( $\theta_2 < \theta_1$ ), за избор на компенсаторите се прилагат съответстващите изрази (11) и (14)

$$K_1(s) = -\frac{1}{W_1(s)} \quad \text{и} \quad K_2(s) = \frac{W_1(s)}{W_2(s)}$$

Поради близките стойности на еквивалентните сумарни закъснения на обектите (19) и (20) се приема

$$W_1(s) \cong W_2(s) \cong W_M(s), \quad (23)$$

тоест контурите и модела реализират достатъчно близки траектории. Следователно

$$K_1(s) = -\frac{1}{W_1(s)} = k_{k1} \frac{s+1}{e^{-2.5s}}$$

След апроксимацията  $e^{2.5s} \cong 1 + 2.5s$ , получаваме предавателната функция

$$K_1(s) = k_{k1} \frac{(s+1)(1+2.5s)}{1} \quad (24)$$

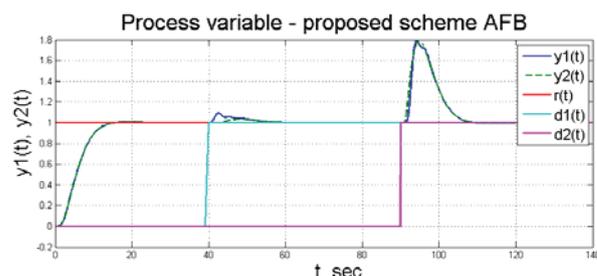
която е физически нереализуема. Подбираме PD компенсатор

$$K_1(s) \cong k_{k1} \frac{(1+2.1s)}{(0.001s+1)} \quad (25)$$

Вторият компенсатор според (11) и (23)

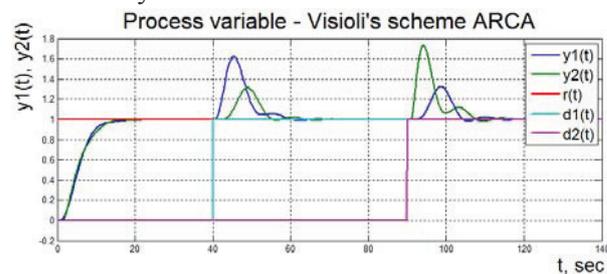
$$K_2(s) = 1 \quad (26)$$

Единственият параметър за настройка е коефициента на усилване  $k_{k1}$ , който определя дълбочината на компенсационната обратна



Фиг.4. Управляеми променливи за предложената схема - AFB

връзка за първи контур. Определя се критичната стойност  $K_{k1}^{KP} = 51.8$  чрез използване на честотни критерии за устойчивост. Резултатите са получени при  $K_{k1}^H = 17$ , който се приема за номинален с оглед необходимите запаси на устойчивост.



Фиг.5. Управляеми променливи за схемата на Visioli- ARCA

Графиките на Фиг.4, 5 показват предимство на схемата AFB спрямо ARCA, чрез съпоставянето на управляемите променливи  $y_1(t)$  и  $y_2(t)$ . Това се илюстрира и на Фиг.6, на която са показани грешките

между двата изхода съответно за двете схеми, а също и чрез приведените съответни екстремални стойности:

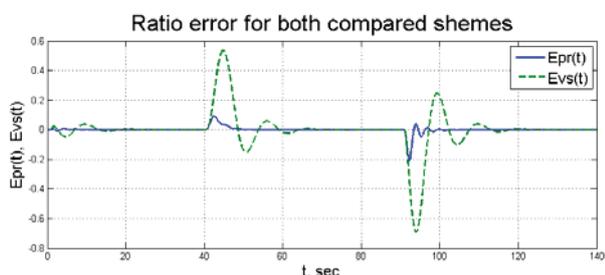
$$e_{pr}^{max}(t) = 0.092; \quad e_{vs}^{max}(t) = 0.536$$

$$e_{pr}^{min}(t) = -0.21; \quad e_{vs}^{min}(t) = -0.694$$

Оценки се правят и чрез критерия

$$J_{jopt} = \frac{1}{T_p} \int_0^{t_k} [e_{opt}(t)]^2 dt \quad (26)$$

Сравнителният анализ се прави чрез пресмятането му за три случая: (i) – смущение само по задание  $r(t)$ ; (ii) – смущения само върху обектите  $d_1(t)$  и  $d_2(t)$ ; (iii) – едновременни въздействия на  $r(t)$ ,  $d_1(t)$  и  $d_2(t)$ .



Фиг.6. Съвместно представяне на динамичните грешки за сравняваните схеми

$$J_{propt}^{(i)} = 12 \cdot 10^{-7}; \quad J_{vsopt}^{(i)} = 7 \cdot 10^{-5}; \quad (27)$$

$$J_{propt}^{(ii)} = 4.6 \cdot 10^{-6}; \quad J_{vsopt}^{(ii)} = 1.82 \cdot 10^{-2}; \quad (28)$$

$$J_{propt}^{(iii)} = 4.62 \cdot 10^{-4}; \quad J_{vsopt}^{(iii)} = 1.82 \cdot 10^{-2}; \quad (29)$$

От стойностите (27, 28, 29) следва:

1. Във всички случаи стойностите на критерий (26) за схема **AFB** са по-малки в сравнение със схема **ARCA**. Реакциите и на двете схеми само на заданието са съизмерими (27), което се обяснява с включването на звеното  $Q(s)$  в схемата **ARCA** (Фиг.1) и ефективността на предложената схема **AFB**.

2. При смущения по двата канала без смущение по задание (28) се наблюдава значително преимущество на схемата **AFB**, а декларираната ефективност на схемата **ARCA** при смущения върху обектите може да се подложи на дискусия.

3. Потвърждава се пълната инвариантност на схема **ARCA** по отношение само на заданието ( $J_{vsopt}^{(ii)} = J_{vsopt}^{(iii)}$ ), а предложената схема **AFB** се явява инвариантна както по задание, така и по смущения върху обектите ( $J_{propt}^{(i)} \cong J_{propt}^{(ii)} = J_{propt}^{(iii)}$ ).

#### 4. Заключение

Предложената схема **AFB** притежава предимства пред схемата **ARCA**.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Linlin Ou, Li Yu, Weidong Zhang. (2007). A ratio control scheme decoupling disturbance response from set-point response, *Elsevier, ISA Transactions* 46, 277–287
2. Shinsky FG. (1996). Process-control systems. In: *Application design and tuning*. 4th ed. New York: McGraw Hill;
3. Seborg DE, Edgar TF, Mellichamp DA. (1989). *Process dynamics and control*, New York: Wiley.
4. Hagglund T. (2001). The Blend station - a new ratio control structure. *Control Engineering Practice*, 9 (11) :1215–20.
5. Lupu C., Popescu D., Florea G. (2014). Supervised Solutions for Precise Ratio Control. *Applicability in Continuous Production Line, Studies in Informatics and Control*, Vol.23, №.1, March, 53-64
6. Visioli A. (2005). Design and tuning of a ratio controller. *Control Engineering Practice*, 13(4), 485–97.
7. Visioli A. (2005). A new ratio control architecture. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 44(13), 4617–24.
8. Dukelow S., Liptak B., Cheng X. (2006) *Boiler Control and Optimization, Process Control and Optimization*, Volume II, 1572-1631.
9. Каврошилов З. Вучев Ал. (2004). Ефективност при управление на съотношение "Ториво-Въздух". *Научна конференция с международно участие "Хранителна наука, техника и технологии – 2004", УХТ – Пловдив, Научни трудове, т. LI, св. 4, 203-208*
10. Каврошилов З. (2013). Система за оптимално управление на съотношение „въздух-гориво“, *Годишник на ТУ, София*, том 63, книга 1, 307-316
11. Visioli A., Veronesi M., (2004). A ratio control architecture for set-point following and load disturbance rejection, *7th International Symposium and Dynamics and Control of Process Systems, Cambridge (USA)*
12. Skogestad S. (2003) Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning, *Journal of Process Control*, 13, 291–309
13. Каврошилов З. (2014) Предимства на нови системи за управление на съотношение „въздух-гориво“, *Journal of the Technical University – Sofia, Plovdiv branch, Bulgaria, "Fundamental Sciences and Applications"*, Vol.20, 117-121.

Контакти:

Катедра „Системи за управление“

ТУ София, Филиал Пловдив

ул. Цанко Дюстabanов, 25

email: [protexpd@yahoo.com](mailto:protexpd@yahoo.com)

email: [george.kavroshilov@gmail.com](mailto:george.kavroshilov@gmail.com)



## АВТОМАТИЧНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ПИ И ПИД РЕГУЛАТОРИ

ГЕОРГИ ТЕРЗИЙСКИ, ИВАН ДРАГОТИНОВ

**Резюме:** Предлагат се схеми за автоматична идентификация на регулатори и проверка на нормалната им работа. Изследват се преходните процеси, които са от съществено значение при анализа и синтеза на системи за автоматично управление. Предлаганите решения са актуални както за производителите на промишлени регулатори, така и за потребителите им.

**Ключови думи:** автоматична идентификация, промишлени регулатори

## AUTOMATIC IDENTIFICATION OF PI AND PID CONTROLLERS

GEORGI TERZIYSKI, IVAN DRAGOTINOV

**Abstract:** There are schemes for automatic identification of controllers and verification of their normal operation. The transitional processes that are essential for the analysis and synthesis of systems for automatic control are explored. The proposed solutions are actual for the producers of industrial controllers and their users alike.

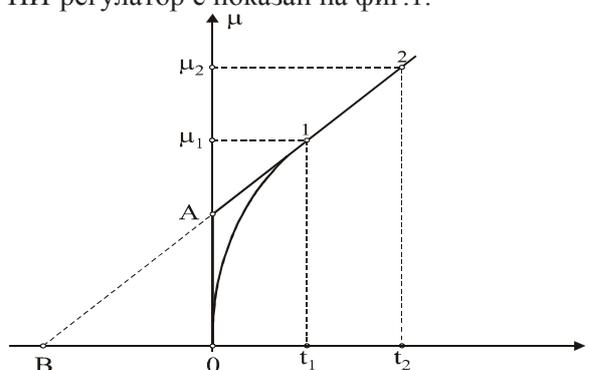
**Key words:** automation identification, industrial controllers

### 1. Основни положения

Важен момент при синтеза на системи за автоматично регулиране е определянето на параметрите (коефициентите) на регулаторите. Най-често това става на базата на динамичните характеристики на обекта за управление и желаното качество на регулиране. Една от причините за отклонение между желаните и действително получените показатели за качество на регулиране е, че в промишлените регулатори се реализират реални закони за автоматично регулиране, а е възможна и разлика между зададените коефициенти в регулатора и действително получените т.е. реализираните. Следователно е необходима проверка както на закона за регулиране, какво е отклонението му от идеалния такъв, така и на точността на реализация на параметрите му.

### 2. Използуване на стъпално входно въздействие за идентификация на ПИ-регулатор

Това е най-често прилагания метод за идентификация на регулатори - промишлени или техни модели. По експериментално снета преходна характеристика и несложни графични методи [1] се определят съответните коефициенти. Преходният процес на промишлен ПИ-регулатор е показан на фиг.1.



Фиг. 1. Преходен процес на промишлен пропорционално-интегрален ПИ-регулатор

Предавателният коефициент  $K_p$  може да се определи от отсечката  $\overline{OA}$ , тъй като  $\overline{OA} = K_p X_{ex}$ .

За интегралната компонента съответните коефициенти  $K_i$  и  $T_i$  се определят чрез скоростта на изменение  $V = \frac{\Delta\mu}{\Delta t} = \frac{\mu_2 - \mu_1}{t_2 - t_1}$  (1)

по формулата [1]:  $K_i = \frac{1}{T_i} = \frac{V}{X_{ex}}$  (2)

Очевидно е, че за интегралната компонента скоростта  $V$  трябва да е право пропорционална на големината на входното въздействие  $X_{ex}$ . По това свойство може да се проверява линеен ли е интегратора, който опитно се изследва.

Процедурата за определяне на коефициентите  $K_p$  и  $T_i$  се може да се сведе и до намиране на точките  $A$  и  $B$ . Графичният подход е най-лесен, тъй като е необходимо да се продължи на ляво правата линия, която е наклонена и се дължи на наличието на  $I$ -компонента. Търсените параметри се определят по формулите [1]:  $K_p = \frac{\overline{OA}}{X_{ex}}$  и  $T_i = \overline{OB}$  (3)

В съответствие с правилата за графична обработка на преходния процес е възможно да се създаде съответен алгоритъм за обработка на масива от данни въвеждащи в компютъра преходния процес на регулатора. На фиг.2 е показана структурната схема за автоматична идентификация на ПИ-регулатор, осъществена с програмния продукт SIMULINK в средата на MATLAB. Подава се стъпално входно въздействие с големина  $x = X_{вх} \cdot 1(t)$  на входа на ПИ-регулатор със следната предавателна функция [1]:

$$W_p(s) = \frac{\mu(s)}{x(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4)$$

С помощта на схема (състояща се от две звена със задръжка на такт) се определя втората производна на изходният сигнал на регулатора необходима за определяне на времето  $t_1$  (фиг.1) и схема на трипозиционно реле се реализира схема за формиране на строб-импулси, които се подават на запомнящите клетки *Memory* и *Memory1*, които са подсистеми (фиг.1). По този начин се определят координатите  $\mu_1, t_1$  от преходния процес  $\mu$ . През едно звено с чисто закъснение  $\tau = 1s$ , строб-импулсите се подават и на още две запомнящи клетки *Memory2* и *Memory3*, които също са подсистеми (фиг.1). По този начин отново се определят координати, но този път означени, като  $\mu_2, t_2$  от преходния

процес  $\mu$ . Намирането на координатите  $\mu_1, t_1$  и  $\mu_2, t_2$  помага за автоматичното намиране стойностите на параметрите на регулатора. При зададени коефициенти  $K_p = 1, T_i = 10s$  са отчетени  $K_p = 0.9991, T_i = 9.991s$ . Налице е висока точност. Следователно по този метод могат да се идентифицират законите за регулиране и да се определят техните параметри.

### 3. Използване на синусоидално входно въздействие за идентификация на ПИД-регулатор

В практиката вследствие на сложната техническа реализация по-рядко се използва синусоидално входно въздействие за идентификация. При наличие на периферия към компютърните генератори на сигнали този подход става актуален. Ако на входа на регулатора се подава синусоидален входен сигнал:  $x_{ex}(t) = A_{ex} \sin(\omega t)$  (5) изходният му сигнал също ще е хармоничен но с друга амплитуда и фазово изместен. Определя се от конкретния закон и неговите параметри.

$$x_{uxx}(t) = A_{uxx} \cos \varphi \sin(\omega t) + A_{uxx} \sin \varphi \cos(\omega t) \quad (6)$$

Така на пример за ПИ-закон за регулиране изходния сигнал ще има вида:

$$x_{uxx}(t) = K_p A_{ex} \sin(\omega t) + \frac{K_p A_{ex}}{T_i} \int_0^t \sin(\omega t) dt \quad (7)$$

Чрез приравняване на изразите пред  $\sin(\omega t)$  и  $\cos(\omega t)$  може да се определят търсените константи за този закон:

$$K_p = \frac{A_{uxx}}{A_{ex}} \cos \varphi \quad \text{и} \quad T_i = -\frac{1}{\omega \tan \varphi} \quad (8)$$

За намиране на амплитудите  $A_{uxx}, A_{ex}$ , честотата  $\omega$  и фазовото изместване  $\varphi$  може да се използват предложените в [2] схемни решения. На фиг.3 е показана блоковата схема реализираща тази идея за идеален ПИД алгоритъм. Тъй като параметрите на ПИД-регулатора са повече за идентификацията е необходимо отчитане на амплитудите и фазите за две различни честоти. Формулите за изчисляване на параметрите, реализирани в структурната схема са:

$$K_p = \frac{A_{uxx}}{A_{ex}} \cos \varphi, \quad T_i = \frac{\frac{1}{\omega_1^2} - \frac{1}{\omega_2^2}}{\frac{\tan \varphi_2}{\omega_2} - \frac{\tan \varphi_1}{\omega_1}}, \quad (9)$$

$$T_d = \frac{\omega_1 \tan \varphi_1 - \omega_2 \tan \varphi_2}{\omega_1^2 - \omega_2^2}$$



На фиг.3 е показана схема за автоматична идентификация на параметрите на ПИД-регулатор при синусоидално входно въздействие. Подава се синусоидално входно въздействие с големина  $x = A_{ex} \sin \omega t$  на входа на ПИД-регулатор със следната предавателна функция [1]:

$$W_p(s) = \frac{\mu(s)}{x(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (10)$$

Параметрите на синусоидалният сигнал са:  $A = 1mV$ ;  $\omega = 0.1rad/s$ . На схемата с буквени означения са заместени съответно:

$X(t)$  е генератор на синусоидален сигнал;

$ed_1$  е междинна променлива, необходима за уточняване на времената  $t_1, t_2$  и  $t_3$ ;

$ed_2$  е междинна променлива, необходима за уточняване на екстремумите  $X_1, X_2$  и  $X_3$ ;

$es_1$  са строб-импулси за времената  $t_1, t_2$  и  $t_3$  на входния синусоидален сигнал;

$es_2$  са строб-импулси за екстремумите  $X_1, X_2$  и  $X_3$  на входния синусоидален сигнал;

$es_3$  са строб-импулси за времената  $t_1, t_2$  и  $t_3$  на изходния сигнал на регулатора;

$es_4$  са строб-импулси за екстремумите  $X_1, X_2$  и  $X_3$  на изходния сигнал на регулатора;

*SIC1F1*- възел за първично формиране на импулси *S1*, брояч на импулси *C1* и формирова̀тел на строб-импулси *F1*, с помощта на които се определят съответните времена на превключване на входната синусоида около стойността на входния сигнал;

*S2C2F2*- възел за първично формиране на импулси *S2*, брояч на импулси *C2* и формирова̀тел на строб-импулси *F2*, с помощта на които се определят съответните екстремуми на входния синусоидален сигнал;

*S3C3F3*- възел за първично формиране на импулси *S3*, брояч на импулси *C3* и формирова̀тел на строб-импулси *F3*, с помощта на които се определят съответните времена на превключване на изходната синусоида на регулатора около стойността на входния сигнал;

*S4C4F4*- възел за първично формиране на импулси *S4*, брояч на импулси *C4* и формирова̀тел на строб-импулси *F4*, с помощта на които се определят съответните екстремуми на изходния синусоидален сигнал на регулатора;

*Three Memory1*- са три запомнящи клетки, изходите на които са съответните времена на входния синусоидален сигнал т.е.  $y_1=t_1, y_2=t_2, y_3=t_3=T_k$ ;

*Three Memory2*- са три запомнящи клетки, изходите на които са съответните екстремуми на входния синусоидален сигнал т.е.  $y_{11}=X_1, y_{22}=X_2, y_{33}=X_3$ ;

*Three Memory3*- са три запомнящи клетки, изходите на които са съответните времена на изходния синусоидален сигнал на регулатора т.е.  $y_1=t_1, y_2=t_2, y_3=t_3$ ;

*Three Memory4*- са три запомнящи клетки, изходите на които са съответните екстремуми на изходния синусоидален сигнал на регулатора т.е.  $y_{11}=X_1, y_{22}=X_2, y_{33}=X_3$ ;

*Two Memory*- са две запомнящи клетки, необходими за определяне на фазовото закъснение;

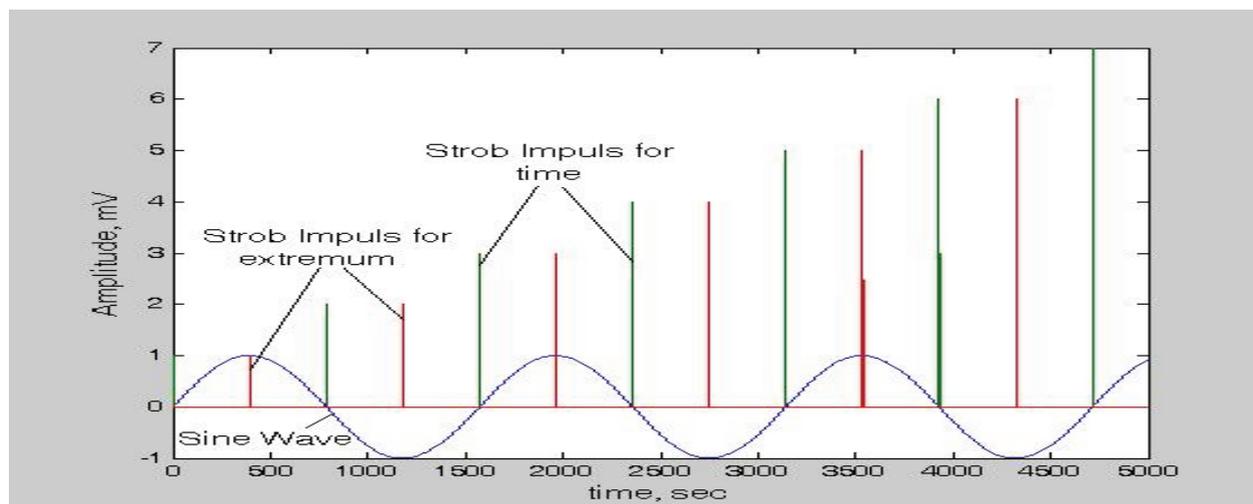
*Subforphase*- е подсистема за определяне на фазата;

*Subsystem1*- е подсистема за определяне на амплитудата;

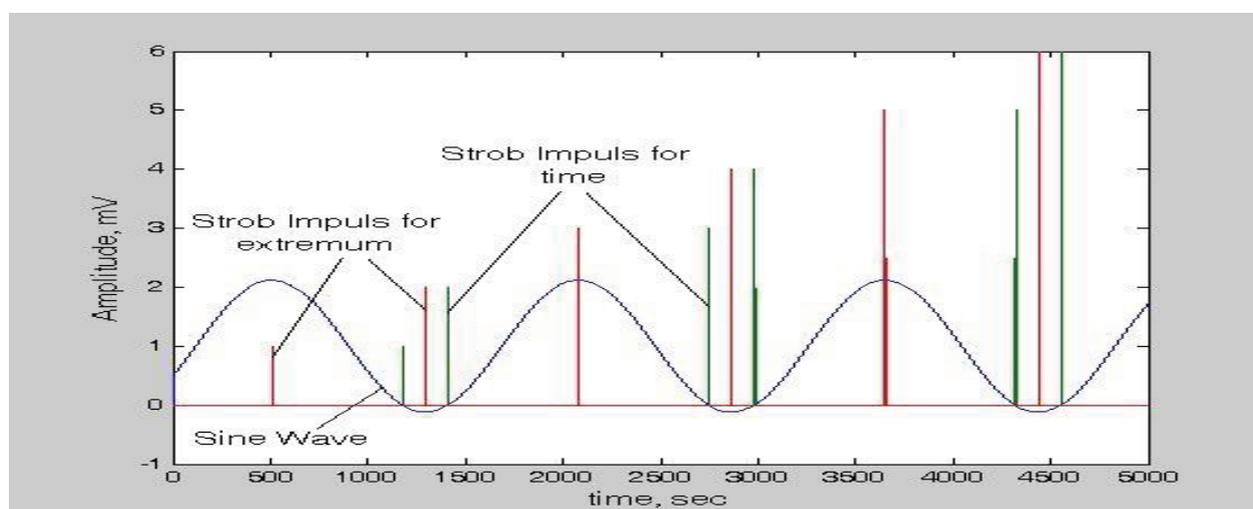
*Subfortoriexperiment*- е подсистема за втория експеримент, с помощта на който се изчисляват параметрите на регулатора  $K_p, T_i$  и  $T_d$ . За реализацията на втория експеримент се използват емпирично изведените формули (9) при идентификация на ПИД-регулатор при синусоидален сигнал. При зададени коефициенти  $K_p=1, T_i=10s$  и  $T_d=5s$  са отчетени  $K_p=0.9996, T_i=9.99s$  и

$T_d=5.007s$ . Налице е също висока точност. Следователно и по този метод могат да се идентифицират законите за регулиране и да се определят техните параметри. Предложената методика бе експериментално проверена при идентификацията на промишлен регулатор тип *RT 484* на фирма *КОМЕКО*. Той осъществява реален ПИД-закон за регулиране. За запис на преходните процеси при изследваните закони (ПИ и ПИД) е използван програмния продукт *Polymonitor* на *КОМЕКО*. Полученият масив от данни е обработен с предлаганите схеми реализирани с програмния продукт *SIMULINK* в средата на *MATLAB*. Точността е много добра. Така например за ПИ-регулатора при зададени  $K_p=4$  и  $T_i=2 \text{ min}$  същите стойности са и отчетени. За ПИД-регулатор при зададени коефициенти  $K_p=3, T_i=2 \text{ min}, T_d=3 \text{ min}$  и  $T_0=1 \text{ min}$  са отчетени съответно  $K_p=3, T_i=2 \text{ min}, T_d=3.3 \text{ min}$  и  $T_0=1.1 \text{ min}$ . Грешката е основно при определянето на времеконстантите на Д-частта ( $T_d$  и  $T_0$ ), което при графичната обработка се осъществява по метода на площта и чрез допирателната в т.А<sub>1</sub>, методи водещи до известна неточност [3]. На фиг.4 и фиг.5 са показани синусоидален входен и изходен сигнали на ПИД-регулатор със строб-импулси за определяне на времената и екстремумите.





Фиг. 4. Синусодален входен сигнал на ПИД-регулатор със строб-импулси за определяне на времената и екстремумите



Фиг. 5. Синусодален изходен сигнал на ПИД-регулатор със строб-импулси за определяне на времената и екстремумите

#### 4. Заключение

Предложени и изследвани са схеми за автоматична идентификация на ПИ и ПИД-регулатори реализирани с програмния продукт SIMULINK в средата на MATLAB. Използвани са два вида входни сигнали – стъпално и синусодално входно въздействие. Високата точност е потвърдена и при идентификацията на серийно произвеждан промишлен регулатор.

2. Драготинов, И., Стойчев, Ж., Гинов, Н., Бадев, Й. (2004). *Практикум по автоматизация на технологични процеси*, 92-101. УХТ, Пловдив.
3. Терзийски, Г.П., Драготинов, И.И. и Стойчев, Ж.Т. (2008). Автоматична проверка и идентификация на промишлени регулатори. *Научни трудове на УХТ*, LV (2), 165-170.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Драготинов, И., Гинов, Н., Стойчев, Ж., Мукарев, М. (2006). *Практикум по технически средства за автоматизация*, 17-23. УХТ, Пловдив.

#### Контакти

Адрес УХТ-Пловдив, бул. Марица №26  
E-mail: georgi\_terziyski@abv.bg  
E-mail: dragotinoviv@gmail.com



## НЕО-РАЗМИТА НЕВРОННА МРЕЖА ЗА МОДЕЛИРАНЕ НА МНОГОМЕРНИ НЕЛИНЕЙНИ ДИНАМИЧНИ ПРОЦЕСИ

МАРГАРИТА ТЕРЗИЙСКА, ЯНЧО ТОДОРОВ, ЛЮБКА ДУКОВСКА

**Резюме:** В този доклад са представени структурата и алгоритъма за обучение на многомерна нео-размита невронна мрежа за моделиране на нелинейни динамични процеси. Приложеният подход се основава на идеята за нео-размит неврон, чиято динамика зависи единствено от времевото разпределение на данните на входа му, а изхода се генерира като сингълтон функция. За да се тества работоспособността на предложеният модел, са осъществени симулационни експерименти в софтуерната среда Матлаб за моделиране на нелинейна многомерна система.

**Ключови думи:** нео-размит неврон, нео-размита мрежа, моделиране, идентификация, нелинейна система

## NEO-FUZZY NEURAL NETWORK FOR MODELLING OF NONLINEAR MIMO DYNAMICS

MARGARITA TERZIYSKA, YANCHO TODOROV, LYUBKA DOUKOVSKA

**Abstract:** This paper presents the structure and the learning algorithm of a multi-input multi-output (MIMO) Neo-fuzzy neural network for nonlinear system modeling. The applied approach lies on the idea of Neo-fuzzy neuron whose dynamics depend on its own temporal behavior, while his output is generated as a singleton function. To demonstrate efficiency of the proposed modeling structure, a simulation experiments in Matlab environment modeling a nonlinear MIMO process dynamics are performed.

**Key words:** neo-fuzzy neuron, neo-fuzzy network, modeling, identification, nonlinear system

### 1. Introduction

Neural networks, fuzzy logic and their synergy resulting in neuro-fuzzy structures have gained much popularity in the recent decades. The fusion of the fuzzy logic with the neural networks allows combining the learning and computational ability of neural networks with the human like IF-THEN thinking and reasoning of fuzzy system. This makes them a very active subject in many scientific and engineering areas, so they are widely and successfully used in nonlinear system modeling, signal processing and intelligent control.

A lot of architectures have been proposed in the literature that combines fuzzy logic and neural networks. Some of the most popular are ANFIS [1] and DENFIS [2]. They are all composed of a set of if-then rules. A serious drawback for their application in purpose of dynamical modeling is the number of parameters under adaptation at each sampling period, since it grows with the increasing level of modeled nonlinearity. Another disadvantage of the neuro-fuzzy systems, especially when they operate in on-line mode is the slow convergence of the conventional gradient-based learning procedure and the computational

complexity of second-order ones [3]. As well, such structures cannot handle major process uncertainties in many complex situations.

To overcome the deficiencies of the FNN networks, it has been introduced the idea for NEO-Fuzzy Network. According to many authors among the most important advantages of the NFN are: the learning rate, the high approximation properties, the computational simplicity and the possibility of finding the global minimum of the learning criterion in real time [4].

NEO-Fuzzy Networks have already been proven as universal approximators. Such structures have been used: in prediction of chaotic time series [5]; for classification [6]; as filter [7-9]; as dynamics observer [10].

The NEO-Fuzzy Networks have great potentials as modeling solutions into model based control strategies. Since, most of the complex dynamical processes are mostly nonlinear with many inputs/outputs; this requires the design of appropriate MIMO modeling solutions.

Therefore, in this paper a design approach and simple learning algorithm for a proposed MIMO NEO-Fuzzy neural network are studied in Section 2. The results from the performed simulation experiments in modeling a nonlinear MIMO system are shown in Section 3.

## 2. Neo-fuzzy network

The idea for a NEO-Fuzzy neuron was proposed by Yamakawa et al. [11] and its simple structure is shown on Fig.1.

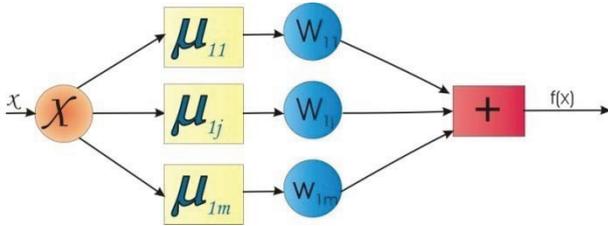


Fig.1. Single NEO-Fuzzy neuron

The NEO-Fuzzy neuron is similar to a zero order Sugeno fuzzy system where only one input is included in each fuzzy rule, and to a radial basis function network (RBFN) with scalar arguments of basis functions [12]. The NEO-Fuzzy neuron has a nonlinear synaptic transfer characteristic. The nonlinear synapse is realized by a set of fuzzy implication rules [14]. The output of the NEO-Fuzzy neuron is obtained by the following equation:

$$f(x) = \sum_{j=1}^m \mu_j(x(k))w_j \quad (1)$$

where  $x(k)$  is the input,  $w_j$  is the weight coefficient and  $\mu_j$  for  $j=1:m$  is a defined set of Gaussian membership functions:

$$\mu_{ij}(x_i) = -\exp\left(\frac{x_i - c_{ij}}{2\sigma_{ij}}\right)^2 \quad (2)$$

where  $c$  and  $\sigma$  represent its centre (mean) and width (standard deviation).

Each nonlinear synapse is expressed by a fuzzy rule matching to singleton rule consequents:

$$\text{If } x_i \text{ is } A_{ij} \text{ then the output is } f(x_i) \quad (3)$$

Using the basic concept for a NEO-Fuzzy neuron it can be easily designed a network of such neurons capturing the dynamics of a set of multiple inputs and outputs. The typical NFN structure is presented on Fig.2., where the system output is expressed as:

$$y_m(k) = f(x(k)) \quad (4)$$

where  $\mathbf{x}(k)$  is an input vector of the states in terms of different time instants. Thus, the output is determined by the membership functions  $\mu_{ji}$  and the weight coefficients  $w_{ji}(k)$ :

$$y_m(k) = \sum_{i=1}^p f_i(x_i(k)) = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^m \mu_{ij}(x_i(k))w_{ij}(k) \quad (5)$$

where  $c$  and  $\sigma$  represent its centre (mean) and width (standard deviation).

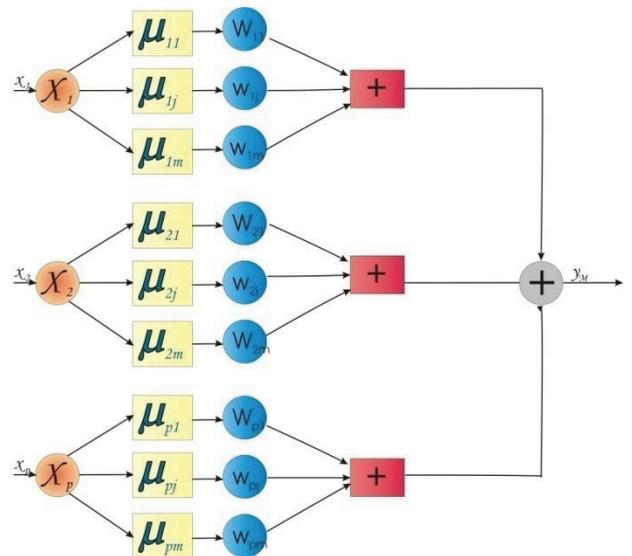


Fig.2. NEO-Fuzzy Network

### 2.1. MIMO neo-fuzzy network

In this section is presented proposed MIMO NEO-Fuzzy Network. This five-layer structure is shown on Fig. 3. The first layer accepts the input variables and then nodes in this layer only transmit the input values to the next layer directly. The second layer performs fuzzification using (2). On the third layer the obtained membership degrees are multiplied by two different group weight coefficients  $w_{ji}(k)$  and  $v_{ji}(k)$ . On the fourth layer are computed two groups of functions:

$$F_w(x) = \sum_{j=1}^m \mu_j(x(k))w_j \quad (6)$$

$$G_w(x) = \sum_{j=1}^m \mu_j(x(k))v_j \quad (7)$$

The outputs of the MIMO NEO-Fuzzy Network are obtained on the last fifth layer:

$$y_{m1} = \sum_{j=1}^p F_{wj}(x) \quad (8)$$

$$y_{m2} = \sum_{j=1}^p G_{wj}(x) \quad (9)$$

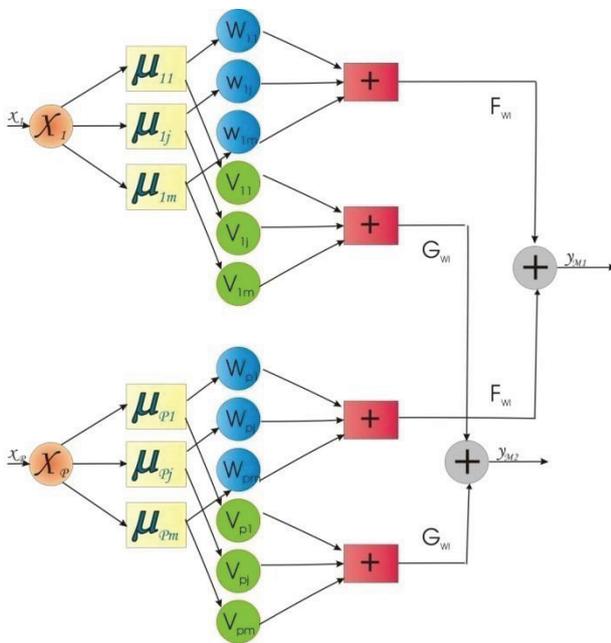


Fig.3. MIMO NEO-Fuzzy Network

#### 2.1.1. Learning algorithm

To train the proposed MIMO NEO-Fuzzy Network an supervised learning scheme has been used. For that purpose, a defined error cost terms are being minimized at each sampling period in

order to update the two group weights in the consequent part of the fuzzy rules:

$$E_1 = \varepsilon_1 / 2 = y_{m1}(k) - \hat{y}_{m1}(k) \quad (10)$$

$$E_2 = \varepsilon_2 / 2 = y_{m2}(k) - \hat{y}_{m2}(k) \quad (11)$$

where  $y_{m1}$  and  $y_{m2}$  are the reference outputs measured form the process and  $\hat{y}_{m1}$  and  $\hat{y}_{m2}$  are the outputs being estimated by the model.

As learning approach is used the conventional gradient descent procedure, resulting in the following weight update algorithm:

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) + \Delta w = w_{ij}(k) + \eta \left( \frac{\partial E_1(k)}{\partial w(k)} \right) \quad (12)$$

$$= w_{ij}(k) + \eta e(k) \mu_{ij}(x_i(k))$$

$$v_{ij}(k+1) = v_{ij}(k) + \Delta v = v_{ij}(k) + \eta \left( \frac{\partial E_2(k)}{\partial v(k)} \right) \quad (13)$$

$$= v_{ij}(k) + \eta e(k) \mu_{ij}(x_i(k))$$

where  $\mathbf{w}$  and  $\mathbf{v}$  are vectors of the trained parameters: the synaptic links in the consequent part of the rules and  $\eta$  is an adaptive learning rate which optimal value is obtained by following expression [12]:

$$\eta(k) = 0.1 * \|\mu_{ij}(x_i(k))\|^2 \quad (14)$$

### 3. Simulation experiments

In this section, simulation results with specific example are provided to demonstrate the performance of the proposed MIMO neo-fuzzy network. The following multi-input multi-output nonlinear system is considered as reference dynamics [13]:

$$y_1(k) = \frac{y_1^2(k-1)}{y_1^2(k-1)+1} + 0.5y_2(k-1)$$

$$y_2(k) = \frac{y_1^2(k-1)}{y_2^2(k-1)+y_3^2(k-1)+y_4^2(k-1)} + u_1(k-1) \quad (15)$$

$$y_3(k) = \frac{y_3^2(k-1)}{y_3^2(k-1)+1} + 0.3y_4(k-1)$$

$$y_4(k) = \frac{y_3^2(k-1)}{y_1^2(k-1)+y_2^2(k-1)+y_4^2(k-1)} + 0.5u_2(k-1)$$

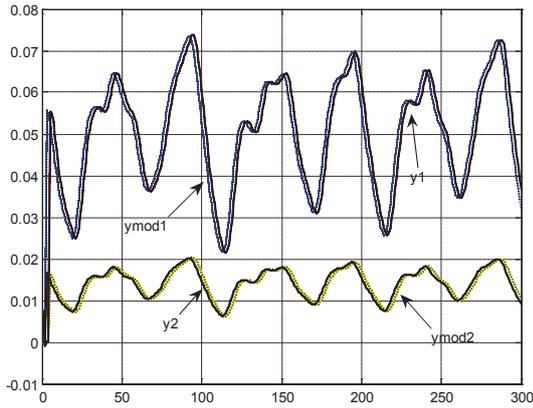
where  $u_1(k)$  and  $u_2(k)$  are the system inputs,  $y_1(k)$  and  $y_3(k)$  are the outputs.

The above-described nonlinear system (15) has four inputs and two outputs. Their values for the current time  $k$  and for the previous time  $k-1$  are

used as inputs to the proposed MIMO neo-fuzzy model, i.e. the model has 12 inputs and 2 outputs. As a test signal is used Mackey-Glass chaotic time series, which is described by the following time-delay differential equation:

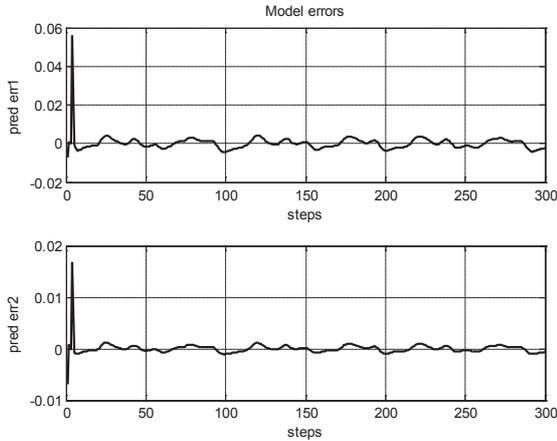
$$u_1(k) = u_2(k) = \frac{x(i) + ax(i-s)}{(1x^c(i-s)) - bx(i)} \quad (16)$$

where  $a=0.2$ ;  $b=0.1$ ;  $C=10$ ; initial conditions  $x(0)=0.1$  and  $s=17$ . The learning rate  $\eta$  has a fixed value  $0.05$ .



**Fig.4.** MIMO NEO-Fuzzy model validation with Mackey-Glass chaotic time series

Results on model validation by using Mackey-Glass chaotic time series are shown on Fig. 4. As it can be seen, the proposed model structure predicts accurately the generated time series. On Fig.5 are presented model errors for the both outputs which very small values close to zero. It can be seen that the model error for the second output  $y_2$  is less than first output  $y_1$ , which is due to the structure of the considered nonlinear system (14).



**Fig.5.** Model predicted errors in a case of Mackey-Glass chaotic time series

Table 1 summarizes the values of Mean Square Error (MSE) and Root Mean Square Error (RMSE). The value of the MSE in the 50-th time step is  $5.5e-8$  for the first output  $y_1$  and  $3.7e-9$  for the second output  $y_2$ .

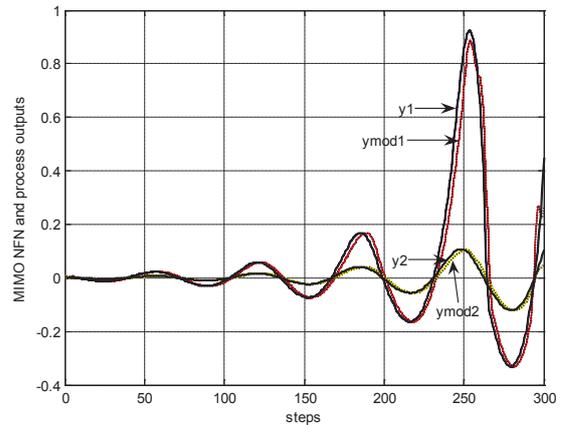
**Table 1.** Table with MSE and RMSE values in a case of Mackey-Glass chaotic time series

Steps	RMSE1	MSE1	RMSE2	MSE2
50	2.0 e-4	5.5e-8	6.1e-5	3.7e-9
100	1.8e-4	4.8e-8	4.6e-5	3.4e-9
150	5.5e-5	3.7e-8	3.4e-5	2.8e-9
200	4.2e-5	3.1e-8	3.1e-5	2.2e-9
250	3.8e-5	2.4e-8	2.7e-5	1.8e-9
300	3.5e-5	1.9e-8	2.1e-5	1.3e-9

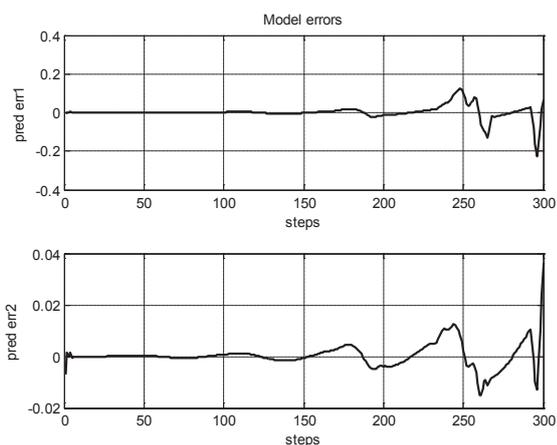
Another test of the proposed MIMO NEO-Fuzzy model is made with Rossler chaotic time series. These series is described by three coupled first-order differential equations:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= -y - z \\ \frac{dy}{dt} &= x + ay \\ \frac{dz}{dt} &= b + z(x - c) \end{aligned} \quad (17)$$

where  $a=0.2$ ;  $b=0.4$ ;  $c=5.7$ ; initial conditions  $x_0=0.1$ ;  $y_0=0.1$ ;  $z_0=0.1$ . The results are given respectively on Fig.6, Fig.7 and Table 2.



**Fig.6.** MIMO NEO-Fuzzy model validation with Rossler chaotic time series



**Fig.7.** Model predicted errors in a case of Rossler chaotic time series

**Table 2.** Table with MSE and RMSE values in a case of Rossler chaotic time series

Steps	RMSE1	MSE1	RMSE2	MSE2
50	1.69 e-4	2.85e-8	4.8e-5	2.32e-9
100	1.62e-4	2.6e-8	4.97e-5	3.1e-9
150	1.58e-4	2.5e-8	5.6e-5	6.2e-9
200	9.8e-4	9.7e-7	2.7e-4	7.5e-8
250	6.4e-3	4.1e-5	1.5e-4	2.12e-7
300	3.8e-3	1.5e-5	1.2e-4	4.4e-6

#### 4. Conclusions

In this paper are presented architecture and learning procedure of MIMO NEO-Fuzzy network. The proposed model is similar to a 0-th order Sugeno fuzzy system and to a radial basis function network. Two benchmark chaotic systems (Mackey-Glass and Rossler chaotic time series) are chosen to demonstrate the ability of this model.

The obtained results show that the proposed MIMO NEO-Fuzzy network model predicts accurately the generated time series, with minimum prediction error and fast transient response of the RMSE, reaching values closer to zero. The main advantages of MIMO NEO-Fuzzy network are its simplicity and the small number of parameters for learning (only one parameter for each fuzzy rule). Another feature of the proposed MIMO NEO-Fuzzy network is that the fuzzification process is done only once for the two outputs, which facilitates the computation procedure. This makes it suitable for real-time applications such as predictive controllers.

#### REFERENCES

1. J.-S. Roger Jang, "ANFIS: Adaptive-network-based fuzzy inference system", *IEEE Transactions on System, Man, and Cybernetics*, No. 5, Vol. 23, PP. 665-685, May 1993.
2. N. K. Kasabov, Qun Song, DENFIS: Dynamic Evolving Neural-Fuzzy Inference System and Its Application for Time-Series Prediction, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 10(2), April 2002.
3. Y. Bodyanskiy, I. Kokshenev, V. Kolodyazhniy, An Adaptive Learning Algorithm for a Neo-Fuzzy Neuron, Proceedings of the 3rd Conference of the European Society for Fuzzy Logic and Technology, pp. 375—379, 2005.
4. Y. Bodyanskiy, Y. Viktorov, The cascade Neo-Fuzzy architecture and its online learning algorithm, International Book Series "Information Science and Computing", Vol. 17(1), pp. 110—116, 2010.
5. Y. Todorov, M. Terziyska, Modeling of Chaotic time series by Interval Type-2 NEO-Fuzzy Neural Network, International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN'2014), Hamburg, Germany, Springer Lecture Notes on Computer Science, vol. 8681, pp. 643-650.
6. V. Singh, M. Pandit, L. Srivastava, On-line voltage security assessment using modified neo-fuzzy neuron based classifier, in: Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE-ICIT-2006, Mumbai, December, (2006), pp. 899–904.
7. N. Suetake, T. Yamakawa, Neo fuzzy neuron filter aiming at reduction of a Gaussianimpulsive noise, Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks, vol. 6, pp. 4324-4328, 1999.
8. N. Suetake, T. Yamakawa, Neo Fuzzy Neuron Filters and Their Applications to Image Signal Preprocessing, Trans. IEE of Japan , Vol.119-C, NO.10, pp.1297-1306, Oct. 1999.
9. Y. Bodyanskiy, N. E. Kulishova, Extended neo-fuzzy neuron in the task of images filtering, *Радіоелектроніка, інформатика, управління*. 2014, No 1, pp. 112-119.
10. R. P. Landim, B. R. Menezes, S. R. Silva, W. M. Caminhas, On-Line Neo-Fuzzy-Neuron State Observer, in Proceedings of the 2000 Brazilian Symposium On Neural Networks, Rio de Janeiro, Brazil.
11. T. Yamakawa, E. Uchino, T. Miki, and H. Kusanagi, A neo fuzzy neuron and its applications to system identification and

- prediction of the system behavior, In Proc. 2-  
dn Int. Conf. on Fuzzy Logic and Neural  
Networks — “IIZUKA—92”, pages 477–483,  
Iizuka, Japan, 1992.
12. Y. Bodyanskiy, I. Kokshenev, V.  
Kolodyazhniy, An adaptive learning algorithm  
for a neo fuzzy neuron, In Proc. 3rd Int. Conf.  
of European Union Society for Fuzzy Logic  
and Technology (EUSFLAT '2003), Zittau,  
Germany, pages 375–379, 2003.
  13. Y. Pan and J. Wang, Model predictive control  
of unknown nonlinear dynamical systems  
based on recurrent neural networks, IEEE  
Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 8, pp. 3089–  
3101, Aug. 2012.
  14. E. Uchino, T. Yamakawa, Neo-fuzzy neuron  
based new approach to system modeling with  
application to actual system, in: Proc. VI  
International Conference on Tools with AI,  
1994, 564–570.

#### Contacts

E-mail: [terziyska@dir.bg](mailto:terziyska@dir.bg)

E-mail: [yancho.todorov@ieee.org](mailto:yancho.todorov@ieee.org)

E-mail: [l.doukovska@mail.bg](mailto:l.doukovska@mail.bg)

Institute of Information and Communication  
Technologies, Bulgarian Academy of  
Sciences, Bulgaria.



## NETWORKED SENSORS FOR ROBOT MONITORING AND CONTROL

ROBERT KAZALA, ALBENA TANEVA, STOICHO PENKOV

**Abstract:** *In this work a network development for monitoring and robot controlling is presented. Solutions related to the network protocols and standards for predefined application are summarized. The main goal is focused on net operation by using low energy protocols. In the developed project for sensors data exchange was use MQTT protocol. The real test and verification with sending and receiving data between the connected nodes are made. The advantages of the networked sensors are given.*

**Key words:** *Networked system, IoT Ethernet, MQTT protocol*

### 1. Introduction

Monitoring of air and land pollution on a large area, of radiation during nuclear power plant failure are complex and sometimes dangerous tasks [4]. In order to determine an accurate map of the degree of pollution is necessary to perform multiple measurements at different locations. This task over a long period of time is performed. It is case of highly dynamic phenomena, such as spread of contamination or irradiated particles in the air, means that the results do not reflect the real value. A solution of such problem is to use mobile nodes equipped with relevant networked sensors for data collection. Several robots can be organized and formed a grid. This way can be covered large areas and different surfaces. Can be used mobiles and flying robots. One of the main factors for such system development is the implementation cost. In order to achieve it is appropriate to use small, low-power mobile nodes, which are controlled and supervised by a main robot.

Mobile robotics platform that grants access to robotic resources over a network, more specifically, the robot's communication model within the platform is introduced in [1]. The paper presents a WSN extension to provide communication between the robot and the platform server over IEEE 802.15.4, instead of IEEE 802.11 (WiFi).

This paper is focused on configuration and development of the networked sensors for robots monitoring and control. A number of works review shows variety of protocols and communication networks [2, 3, 4, 5]. Generally efforts are focused

on problems with network delays, packet dropouts, address channel limitations related to the packet-rates, but there is no universal solution. In the paper problems definition, development suggestions and maintenance for networked sensors are made. This work summarizes solutions related to the network protocols and standards for predefined application. Proposition of mobile robot based sensor network with specified low energy protocols are also presented.

### 2. System design and configuration

It is a difficult task to gather information from many and different points. In a stage of problem definition the task is related to a network design and configuration of robots equipped with sensors. The possible solution is to have a grid of networked robot nodes. If there is a lot of equipment, it is important to find a low-cost solution with low energy consumption. In order to reduce costs it is necessary to minimize the tasks of networked robots (to develop a grid of nodes). This network allows reducing the requirements for computational power and can eliminate the data processing of the separate node. Whereas in the network design have to be include few different nodes (or robots). Therefore cable connections are not relevant or suitable. In such case of many distributed robots cooperation the option is to use radio communication. The solution performs the data transmission from the sensors to the central computer (or robot). This allows using of low-cost microcontrollers. Hence, they must be equipped with relevant communication interface. Another

cost factor influencing for the system is communication interface. The power consumption, easy operation and reconfiguration of the system are also given and discussed in [6].

Nowadays there are many radio communication standards, but not all are well suited to the task. The ability and widely used popular, not expensive modules with easy connection to the Internet is very important.

One solution that comes to mind is the standard IEEE 802.11 (WiFi). It allows connecting multiple devices to the network, and easy integration with the Internet. However, it has the disadvantage of relatively high demand for energy, which is particularly important in the case of using small flying robots to collect data. Among the standards for devices with low power the most interesting solution is IEEE 802.15.4.

IEEE standards are for the physical layer of the OSI model. They allow transferring data. But do not provide a convenient way to control communications and meeting the requirements of QoS (Quality of Service). Accordingly, the next step is the selection of a transport layer protocol.

The choice of transport protocol is not an easy task. If there is need to connect to the internet there are basically only two options TCP and UDP. These protocols allow multiple devices to communicate effectively using the Internet. However, they require determining ways, for different types of data, how they are divided and stored in frames. In the case of a system design for collecting data in order to reduce the workload, related to the organization of data exchange, it is possible to use application-layer protocols.

### 3. Application-layer protocols

Depending on the solution and hardware layer there are different and possible choice options. One of them is to use industrial automation protocols. The arising problem in this case in general is high cost of implementation. Another solution that can be implemented for data exchange is the use of open Internet protocols, e.g.:

- Hypertext Transfer Protocol (HTTP)
- Representational State Transfer (REST)
- XMLHttpRequest (XHR)
- Comet
- WebSocket

These protocols are used to exchange data between clients, which are usually web browsers and servers providing http websites. They allow transferring data in a standardized way and providing easy integration of a robot with the Internet. However, they have the disadvantage of a large overhead of transmitting data frames, based on the complexity and data structures used by these

protocols. This limits their use to efficiently transfer data between the small robot nodes.

Today, one can still consider the option of using protocols developed for the exchange of data between devices connected to the Internet, the so-called M2M or devices called IoT (Internet of Things). Among these protocols can be distinguished:

- Constrained Application Protocol (CoAP),
- MQTT,
- ZeroMQ,
- Advanced Message Queuing Protocol (AMQP),
- Streaming Text Oriented Messaging Protocol (STOMP).

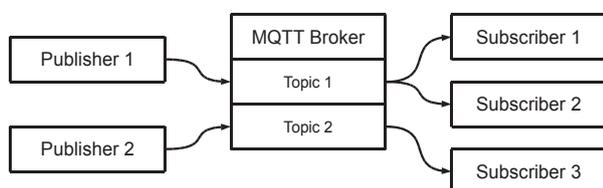
By analyzing network protocols, extra attention should be pay to the model they use for data exchange. Many of the technologies used in modern computer systems use a data exchange model referred to as Request-Response. In these systems, the client sends a request to the server and then waits for a response. In the case of websites this kind of communication in most cases is working correctly. However, when you try to use such a model for data exchange in the sensor network you can encounter some difficulties. For the clients receiving the data it is necessary to continuously polling the server, therefore, communication is carried out even if the data has not changed. In the robot sensor network, it is better to use a mechanism in which the robots send the sensors data to the main computer, when they change or in the specified time interval. Such a solution is possible using the Publish-Subscribe method. In this method, the data publishing modules send it to a server called the broker, which then sends the data to clients subscribed to certain information. Using these methods of data exchange allows the clients to receive not all the information sent by the node, but only the data that interest. There is also no need to constantly calling the modules that generate information about the data.

### 4. MQTT protocol

Among the protocols previously described one of the most appropriate is MQTT protocol (Message Queue Telemetry Transport), details in [6]. It was designed in 1999 for transferring data from telemetry devices. The main goal of the designers was to create an efficient protocol to transfer data from devices with limited hardware resources, which is equipped with a low-performance microprocessors and a small amount of memory. Also expected to work in networks with severely limited bandwidth for data transmission.

The protocol uses a publish-subscribe method and transmits the data over TCP/IP or UDP.

In its implementation requires a special computer called a messages broker. The task of the broker is to collect messages and sending them to devices interested in specific information. Figure 1 shows the organization diagram for data exchanging between Publishers and Subscribers by MQTT Broker.



**Fig. 1.** Organization of data exchange in MQTT.

MQTT protocol messages are assigned to names that are topics. In context of the client and the broker, there is no need to configure the topic. The client sends a message to a specific topic. If there is a particular topic the broker will update its data, in the absence a new topic will be created automatically, to which will be assigned the information transmitted in the message. Topics may be organized in a hierarchical manner using the separator in the form of a forward slash (/). This allows us to organize data in a broker in a manner similar to the file system. Example topic for networked grid nodes may have the following form:

**network/NODE/sensor/DATA**

An important feature of the MQTT protocol is the ability to manage the quality of service by implementing QoS (Quality of Service). It allows you to manage the way to deliver a message and confirmation of its receipt. There are three levels:

- QoS 0 - At least one delivery.
- QoS 1 - At least one provide.
- QoS 2 - Only one supplied.

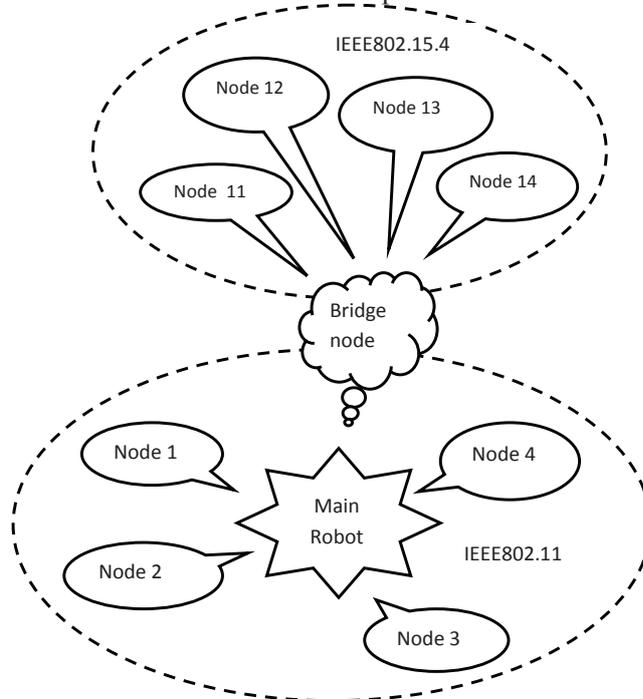
**5. Sensors network proposals for the robots monitoring and control system**

This work is devoted on configuration and investigations of the sensors network for monitoring and control. A solution is found out by combination between the standards 802.15.4 and Wi-Fi 801.11. These two protocols can be used on one device and allow obtaining the Gateway to the Internet. On the fig. 2 is shown the general proposal of standards for the separate and for the master nodes in the network. In the case study of low energy nodes the IEEE 802.15.4 is used with 6LoWPAN protocol (shown in the upper grid of the fig.2). For other cases with more powerful nodes it is easier to use

IEEE 802.11 Wi-Fi protocol (lower figure part). Hence as to the each node is made MQTT client installation It can communicate with broker installed on the main robot.

Advantages of the system are: easy maintenance; low cost; low energy consumption; reliability and security; easy connection to the Internet. The networked sensors system (the grid) can be enlarged with up 1000 nodes.

In the particular test application for the sensors network development it is obtained the simple topology which uses only IEEE 802.11 equipped nodes. There are three connected nodes in this case study. Furthermore it will be possible and very easy to extend the node numbers if necessary. The idea is associated with networked sensors for robots to perform various tasks. Each “node” presents robot sensor and is connected with the main robot with IEEE 802.11 protocol.



**Fig. 2.** The developed and investigated sensors network

In application test for the robot sensors network only IEEE 802.11 nodes were used. To build the system standard microprocessor modules equipped with wireless communication interface were used:

- the main control module - mobile computer installed on a central robot,
- the data collector - a prototype system Connected LaunchPad Tiva with Wi-Fi module from Texas Instruments.

The most important element of the system using MQTT protocol software is a broker running on the main control computer. In the project only open source software were taken into consideration:

- Mosquitto,
- Moquette,
- Mosca,
- RabbitMQ.

Of the listed above brokers the implementations of Mosquitto was used. This is due to the support of the development of this version by the Eclipse Foundation, and high availability in different versions of Linux repositories. Once installed, the broker can be configured via a file `mosquitto.conf`. After installation Mosquitto requires no configuration and in most cases and applications work properly in a default configuration. To test the operation of the broker, the universal client applications can be used that are available as independent programs, web applications run in the browser or applications for mobile devices. The project used `mqtt-spy` application, which is an independent application written in Java. After testing the operation of the broker the next step was to implement clients sending and receiving data. The MQTT protocol, there are many versions of client libraries for various programming languages. The project used the following versions:

- Eclipse Paho MQTT C/C++,
- Eclipse Paho Python.

For all Connected Lunchpad Tiva modules PAHO MQTT Eclipse C / C ++ library was used to write applications. PAHO Eclipse Python was used in the client installed on your computer to remotely control the robot and covering August sending the data generated from the control falls. The last set of libraries `mqtt.js` used to build web applications, whose task is to monitor the work of the individual modules robot. An important step in designing communication layer using MQTT protocol is to determine the structure of topics and related messages. In current system only test messages were send, which allows reading data from nodes sensors.

## 6. Conclusion

The paper shows an example of the use of open network protocols in networked mobile robot sensor system. MQTT protocol allowed for the use of standardized methods for data exchange in the sensor network. Also greatly simplified the integration of new nodes, the use of nodes information from other systems and integrating with the Internet. The use of open protocols simplifies software development work, especially when it consists of a large number of independent nodes. Also simplifies the maintenance process, since it is possible to read information about the robot and the status of individual sensors without having to use special tools. Future work will be focused on real time robot network implementation.

## REFERENCES

1. Souza R., L. Agostinho, F.Teixeira, D.Rodrigues, L. Olivi, E. Guimaraes, E.Cardozo. *Control of Mobile Robots Through Wireless Sensor Networks*. XXIX Simpósio Brasileiro de Redes de Computadores e Sistemas Distribuídos, pp.805-818.
2. GreenPeak Technologies (2015), *Wireless Communication Standards for the Internet of Things*, White paper
3. Silicon Laboratories, Inc., *The Evolution of Wireless Sensor Networks*, 2015.
4. ITU-T, *Ubiquitous Sensor Networks (USN)*, ITU-T Technology Watch Briefing Report Series, No. 4, February 2008.
5. Suzuki T., Kawabata K., Hada Y. and Tobe Y., *Deployment of Wireless Sensor Network Using Mobile Robots to Construct an Intelligent Environment in a Multi-Robot Sensor Network*, Advances in Service Robotics, Ho Seok Ahn (Ed.), ISBN: 978-953-7619-02-2, InTech 2008.
6. X. Wang, G. Xing, Y. Zhang, C. Lu, R. Pless, C. Gill, *Integrated Coverage and Connectivity Configuration for Energy Conservation in Sensor Networks*, ACM Transactions on Sensor Networks, Vol. 1, No. 1, August 2005.
7. David Johnson Tim Stack Russ Fish, Flickingery D. M., Stoller L., Ricci R., Lepreau J., *Mobile Emulab: A Robotic Wireless and Sensor Network Testbed*, IEEE INFOCOM, April 2006

## ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to acknowledge Ministry of Education and Science of Bulgaria, Research Fund Project No: DFNI-I02/6/2014.

Department of Industrial Electrical  
Engineering and Automatics  
Kielce University of Technology  
Al. Tysiaclecia Panstwa Polskiego 7  
25-314 Kielce, Poland  
Department of Control Systems  
Technical University–Sofia, Branch Plovdiv  
25 Tsanko Diustabanov St.  
4000 Plovdiv

Phone (optional):+ 359 32 659 585  
E-mail: r.kazala@tu-kielce.pl  
E-mail: altaneva@tu-plovdiv.bg  
E-mail: stoitcho@abv.bg



## TRAFFIC LIGHTS CONTROL VIA WEB APPLICATION

VERICA ALEKSOVSKA, ALBENA TANEVA, IVAN GANCHEV

**Abstract:** *High speed internet is widely used in modern life. Furthermore, server based systems for remote monitoring and control is widespread used. It simplifies the design process and allows internet connection of different control systems. The Web servers are microcontrollers that maintain complex and well established TCP/IP communication standard protocol. This way web based devices can be easily added in any Ethernet network. That allows users to monitor and control their embedded applications and can be used in any standard browser. In this work web based application, a case study for monitoring and control is developed. A laboratory networked control system (NCS) with two programmable controllers, two servers and web application to monitor and control the traffic lights is used. The advantages and disadvantages of such systems are summarized in the paper.*

**Key words:** *web based system, PLC, web server*

### 1. Introduction

The networked control systems (NCS) are promising structure in modern automatic control. These structures reduce system wiring, ease maintenance and diagnostics [1]. However, the introduction of networks also brings some new issues, such as network-induced delays, packet dropouts, etc [7]. With the increase in urbanization, many cities around the world are experiencing a very rapid growth in the number of vehicles which lead to serious traffic congestion problems. This places a greater demand on operating roadway systems with maximum efficiency. One major factor that affects the traffic flow is the control of the traffic at road intersections. Hence a good traffic management system is needed to maximize the efficiency of the traffic flow. In this work the emerging web server technology to design a web-based traffic control system is applied. It allows remotely monitoring and control the traffic at various intersections simultaneously, [2]. In this way the traditional traffic control system is improved and acquires better operating and monitoring schemes [3].

The tendency nowadays is that advanced system components communicate with each other via Ethernet. This way operators have real-time information through web applications. The described below laboratory system includes server technology and becomes multifunctional, fig.1.

The Web-Server, FP Series, unit allows accessing via Ethernet only for Panasonic PLCs. It is not solved to the controllers from other vendors as Omron Sysmac CP1H PLCs. In this work an application for using other controllers with Modbus TCP protocol is developed. This paper is organized as follows: Section 2 is devoted to the description of the Web-server based control systems [4,5,6]. The Panasonic and Omron laboratory equipment is described in Section 3. The developed algorithm and web application is presented in Section 4. Some results for data monitoring and conclusions are given in the Sections 5 and 6.

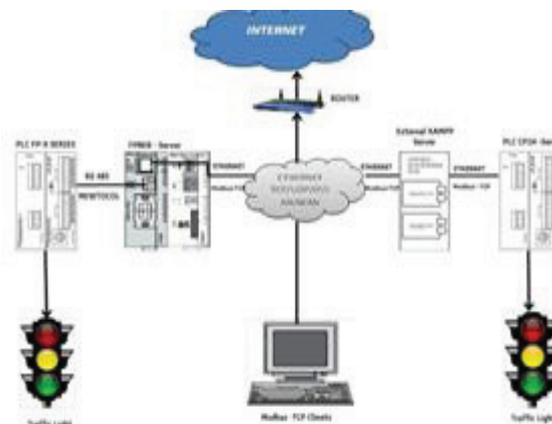


Fig. 1 NCS for traffic lights

## 2. Configuration and main set up of the server based system

In this work an advantage of the FP Web-Server that can work as Ethernet-to-serial interface converter is used. It is known as a MEWTOCOL protocol and allows connecting the Panasonic FP series controllers to an Ethernet Network. On the other hand, the presented solution is based on open-source client side server XAMPP. This way network with Panasonic and Omron PLCs for traffic lights control is achieved, fig.1. The incorporated interfaces of the server unit with Web Expansion is shown in the next Fig.2.

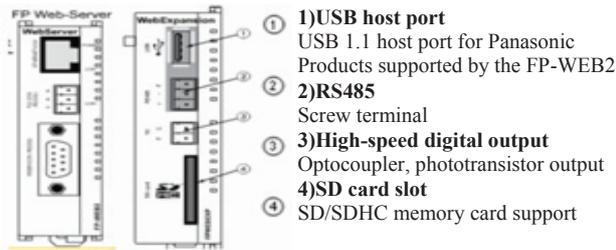


Fig. 2. The web unit in the system

It is supplied with a 10BaseT Ethernet with twisted pair, pier to pier connection. Thereby it receives all data via an Ethernet port, e.g. from a computer, it is routed to its respective port (RS232C, RS485 or USB) and vice versa. The data received at the serial interface is sent back to the computer via Ethernet.

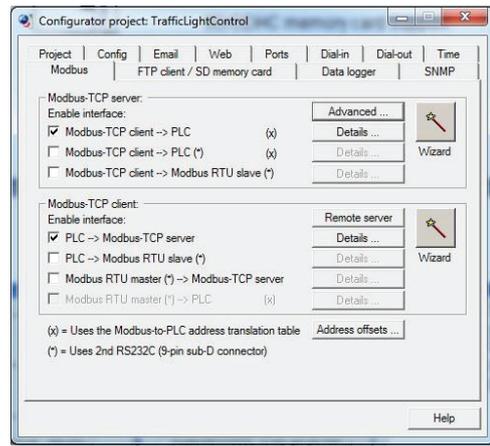
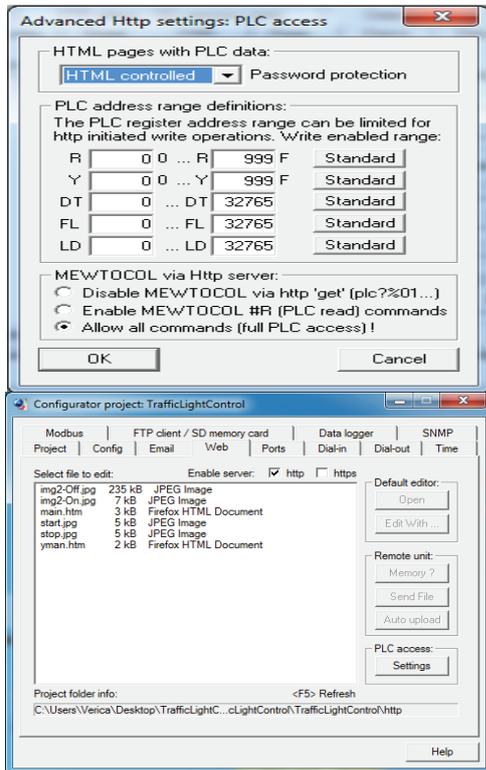


Fig. 3. The communication settings in the FP Web Configuration project

The unit is connected to the PLC with corresponding settings. In proposed configuration, the FP Web-unit is the server and the computer is the client. The server IP address is set corresponding to the local laboratory NCS. Hence, is possible to reach it from inside (e.g. from localhost XAMPP server) of this network. The PLC is serial connected to the computer. The FP Web-Server is connected via MEWTOCOL port. It is set up as Modbus-TCP Client for the PLC. To configure the server related Tool: FP WEB Configurator 2 (fig.3) is used. A configurator project with necessary settings including HTML pages is developed and loaded to the server. The Modbus TCP client-server options is used in this project and advanced settings of the PLC memory areas. The data from the specified devices is collected and stored in the FP Web-Server unit's RAM and written to an SD memory card of the FP Web expansion unit. The date and time of the logging data are recorded in a CSV format on the SD card. This function has to be enabled. The data registers are configured for the PLC and will be polled by the FP Web-Server at the interval specified.

### 2.1. Communication module CP1W-MODTCP61

The CP1-WMODTCP61 module is used in order to connect Omron's PLC in Ethernet communication network. It is supplied with a 10BaseT (pier to pier) Ethernet connection. The IP address is set corresponding to the local network. The Omron PLC acts as a slave device in Modbus TCP Slave/Server network. The adapter responds to Modbus TCP commands from the master device XAMPP server using the Modbus TCP protocol. In proposed configuration the localhost XAMPP server is installed on the computer. The Omron PLC is connected to the computer via Ethernet. CX-

Programmer software is used to change Serial Port communication settings for the PLC port with CP1-MODTCP61 unit mounted in.

### 2. The Networked control system

The laboratory set up consists of Panasonic controller FP-X C14R series wired to the FP Web-Server with Expansion, controller Omron Sysmac CP1H, with mounted CP1W-MODTCP61 unit and installed PC with localhost XAMPP Server client side, in the common network. With the developed web application, it can access and manage both controllers, Fig.4.

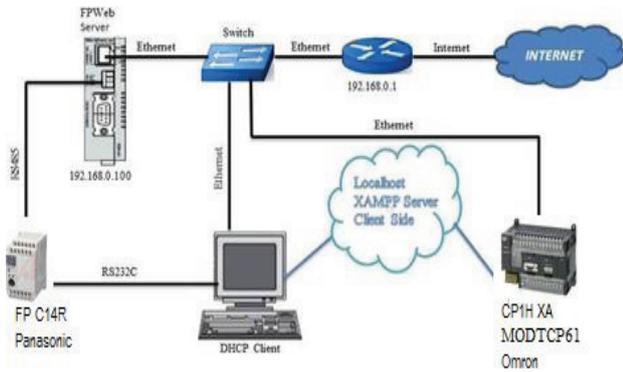


Fig. 4. The developed system with two servers

### 4. Algorithm and performance of the laboratory NCS

The main goal in this work is to develop and establish the communication between the controllers as a local station and a web application. The Panasonic FP-X C14R and Omron CP1H PLCs are managed and served from FP Web-unit and localhost XAMPP Servers respectively. Therefore a programming module (based on PHP language for ModbusTCP protocol) is developed. The user programs are uploaded for the traffic lights control in two nodes, fig.5. In this work an algorithm for data transfer between Panasonic PLC and Web application by using a Web Server, in two directions is developed. The procedure includes three main Modbus functions from the FPWIN Pro software environment:

- Modbus Function 3: Read Registers
- Modbus Function 15: Write Multiple Coils
- Modbus Function 16: Write Registers

**The Panasonic working mode:** The related addresses and variables of Panasonic controller are used for data exchange with developed web application and are incorporated in the web project (source code). The traffic signal operation is loaded in Panasonic PLC FPWIN Pro environment. These data were requested from the PLC using the predefined addresses in the Configurator project loaded in FP Web-Server. To integrate PLC data

display fields into an HTML code, the register number parameters (or addresses) are enclosed in braces {...} and inserted directly at the respective location on the HTML page. The static input parameters of a Modbus TCP communication instance only need to be initialized once upon PLC starts (server IP, data range, etc.). However, it is possible to read and write all registers with only one statement. In this way, the web traffic control and data exchange is achieved. Therefore, the inputs (control and mode buttons and settings of the time values) from the web correspond to the controller internal relay (R2). This has been achieved by writing a JavaScript to monitor and control the traffic lights (red, amber, green). It is made for two nodes of the intersection road and for automatically inserting the information into HTML file. The algorithm supports the setting data from the web to the PLC registers and in opposite direction, as well. The controller has to be in RUN mode, hence in predefined time the data are refreshed. This program runs in the PLC main task. It is possible to use an option to close the connection if there is no data transfer after specified time.

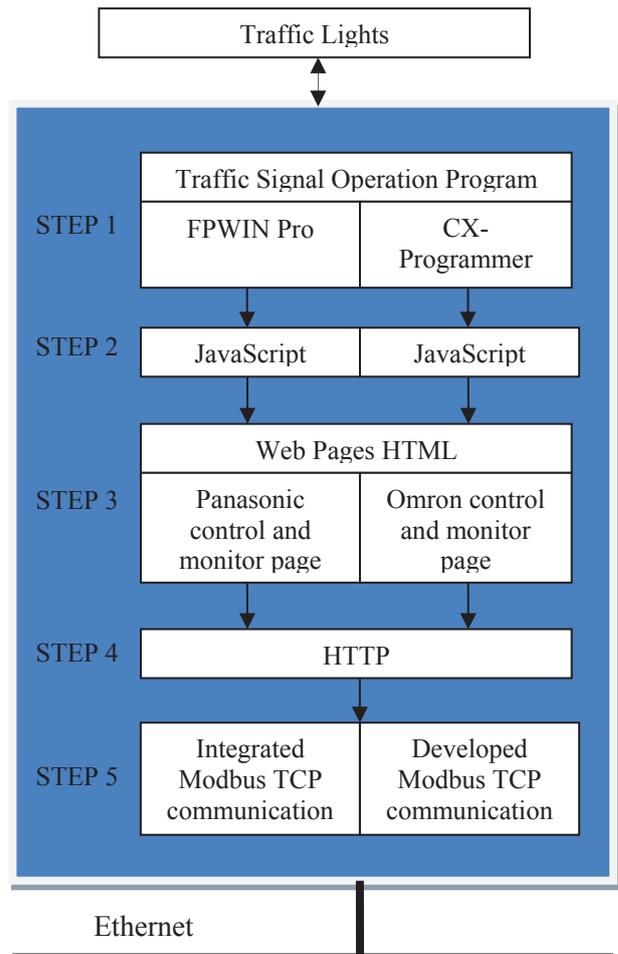


Fig.5. Software modules that run at each node

The algorithm in steps is given in fig.5. In STEP1: The operation programs for traffic lights signals are loaded in each node (Panasonic PLC or Omron PLC) in the environments FPWIN Pro and CX-Programmer respectively.

STEP 2: The source codes for controlling the output's status of the traffic lights signal is written in JavaScript language and is loaded into the nodes (FPWeb Server and XAMPP server).

STEP 3: The web server at the selected node will send its status as dynamic contents inserted into the HTML file. Hence is generating a Dynamic HTML file, which will be translated to a web page by the WEB browser. The web application will be invoked from the corresponding node (FPWeb Server or XAMPP server) indicating the current status of traffic lights. There is an option to set the desired time interval for each traffic light or change the working mode.

STEP 4: The selected node sends or receives the desired information using HTTP protocol.

STEP 5: The Modbus TCP protocol manages the entire communication.

**The Omron working mode:** To connect the Omron PLC in the same local network and web application, a source code is developed and incorporated. In this way the data transfers between controller and web application is made by using a localhost XAMPP server, in two directions. The XAMPP server is free and open source cross-platform web server solution stack package with no integrated module (option) for ModbusTCP communication, as in the case of FP Web Server. Therefore a ModbusTCP communication module is developed based on PHP language (light.php). The file contains functions for reading and writing data from Omron, ModbusMaster.php - class with implemented Modbus master function, ModbusMasterTcp.php – extends ModbusMaster class with implemented Modbus master function using TCP, PhpType.php - the class includes set of methods that convert the received Modbus data (array of bytes) to the PHP data type and IecType.php - the class includes set of IEC-1131 data type functions that converts a PHP data types to a IEC data type.

The traffic signal operation is loaded in Omron PLC CX-Programmer environment. The algorithm consists of ModbusMaster and ModbusMasterTCP functions:

**FC 1: read coils**

**FC 3: read multiple registers**

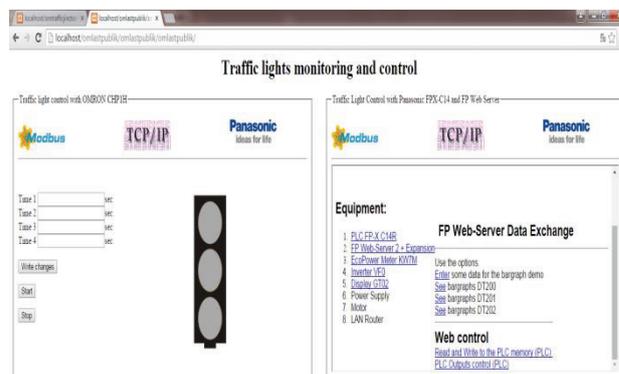
**FC 16: write multiple registers**

It is achieved by setting data from the web to the PLC registers and vice versa, as well. The related (I/O) addresses are used to execute the

Modbus communication. To enable monitoring and control of the traffic lights (red, amber, green) script on JavaScript language is loaded. It is made for two lights of the intersection road and for automatically inserting the information into HTML file.

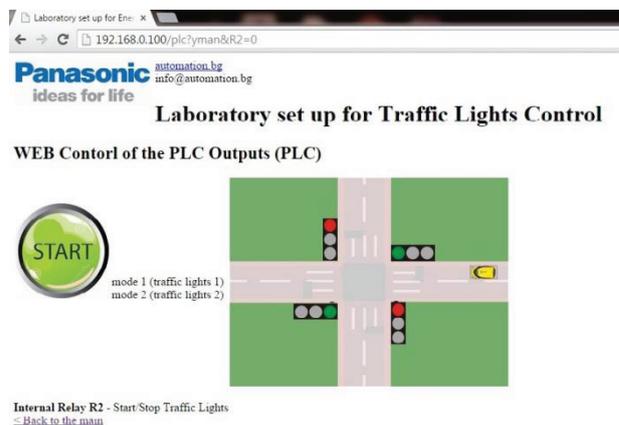
## 5. Web application for data monitoring and control

For real-time data monitoring and control, HTML pages are designed (fig.6-fig.8).



*Fig.6. The main page view of the developed traffic lights control project*

Through the main page the operator can select the controller to be monitored or controlled. Web browser will be invoked with an embedded Java applet allowing to the operator to select the desired control operation for the given controller, shown on fig. 6.



*Fig.7. The developed traffic lights monitoring and control with Panasonic PLC*

When the operator selects PLC Outputs control the Panasonic server is invoked. Hence, the desired information using HTTP is sent or received, and ModbusTCP protocol manages entire communication. The FP-Web server will send its status as dynamic contents inserted into the HTML file at the time when the input button START is selected. The dynamic HTML file is generating

which will be translated to a web page by the web browser, fig.7. The web application will be responsible for the change of the PLC outputs conditions. In this case study an instant respond of the traffic lights working mode is observed.

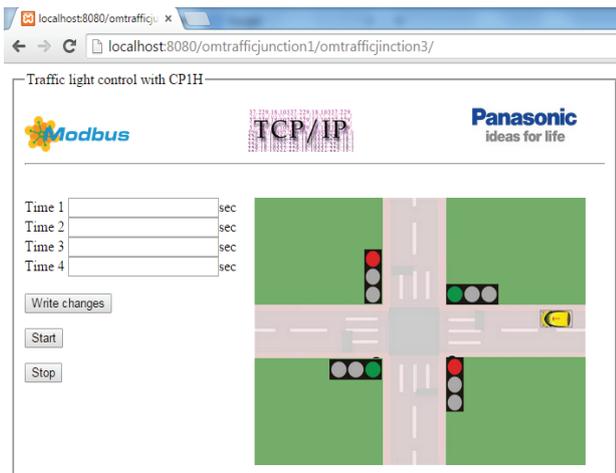
When an operator selects START button the link:

192.168.0.100/plc?yman&R2=0

will be changed to:

192.168.0.100/plc?yman&R2=1

and will enable the internal relay. The same principle is, if the operator wants to stop the traffic lights working mode or to change the settings. Actually, the real time traffic lights working mode can be monitored from the web page.



**Fig.8.** The traffic lights control and set up with Omron PLC

When an operator selects input buttons: Start and Stop, from the left side on the main page, (fig.6) the XAMPP server is invoked to send or receive desired information using HTTP, and Modbus TCP protocol will manage the entire communication.

With implemented PHPModbusTCP source code and modbus function the user can change the Omron PLC outputs conditions, by clicking Start button. The respond can be monitor visually from the web page, actually the traffic lights working mode. Also the operator is able to manage directly the time intervals of each traffic light (red, orange or green). Hence, the lights will operate according to the desired selected time intervals with the web page. The XAMPP server sends the request to Omron PLC, writing in the relevant registers and returns a response that is visually monitored by web page.

## 6. Conclusions

In this work, a web based application for monitoring and control of traffic lights using PLCs and servers is presented. The main problem is that

may industrial Web-Servers are designed and communicate only with relevant devices. The paper presents solution based on open-source client side server XAMPP. In this way, a networked system with various industrial devices is achieved. The problem with traffic control remains a challenge. Hence, a good traffic management system is needed to maximize the efficiency of the traffic flow. In this work the emerging web server technology to design a web-based traffic management system is utilized. It was used to demonstrate the performance of the developed laboratory NCS. The advantages and disadvantages of such systems are summarized as follows.

**Advantages:** The solution presented in this paper allows accessing FP Series PLCs (or any) via Ethernet. In the developed application open source cross-platform web server solution stack package – XAMP is used. Some of the advantages of the FP Web-Server are:

- Use standard browser, saving SCADA software
- Use existing Intranet, saving wiring
- Representation of PLC data in HTML pages
- Value inputting and changing in the PLC (set value, outputs, internal relays) via HTML pages.
- Password protection for access
- Email send function Data transfer: process control system, PLC programming, telemetry, monitored state function

Thus projects can be developed and added more controllers having separate control tasks in NCS. It is possible to develop and enhance effective traffic control.

**Disadvantages:** The presented work can be seen as a step towards for NCS with servers developing. There is no standard solution for communication between any sever and any PLC (as to the case with Omron CPIH PLC) The XAMP server that is used has no integrated module (option) for Modbus TCP communication, as in the case of FPWeb Server.

One can assume that the advantages worth the effort to develop and implement such web based systems for monitoring and control.

Future work can be focused on archiving the information and network security for the developed traffic lights NCS.

## ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to acknowledge to the Ministry of Education and Science of Bulgaria, Research Fund Project DFNI I02/6/-2014.

## REFERENCES

1. Zhang, W., Branicky, M., & Phillips, S. (2001). *Stability of networked control systems*. pp.84-99, Vol.21, IEEE Control Systems Magazine
2. Bhati, M. M. D. Sharma, (2014) “*LAN Based Intelligent Traffic Light System with Emergency Service Identification*” International Journal For Research & Development in Technology, Vol.2, Issue 1.
3. Malhi, H., Aslam, H. Saeed, F., Javed. (2011), “*Vision Based Intelligent Traffic Management System*”, IEEE.
4. Decotgnie J.-D., (2005) “*Ethernet-Based Real-Time and Industrial Communications*”, Proceedings of the IEEE, vol. 93, No. 6.
5. Jen-Hao Teng; Chin-Yuan Tseng; Yu-Hung Chen, (2004) “*Integration of networked embedded systems into power equipment remote control and monitoring*,” IEEE.
6. Sangeetha, L., A. Balaji Ganesh, A., (2008) “*An embedded based digital controller for thermal process*,” Sensors & Transducers Journal, pp.46–51, Vol. 87, Issue 1.
7. Hespanha, By Joao P. and cl, (2007), “*A survey of recent results in networked control systems*”, Proceedings of the IEEE, pp. 138-162, Vol. 95, No.1.
8. Джиев Ст., (2003) *Индустриални мрежи за комуникация и управление*, София,
9. Knapp E., (2011) *Industrial Network Security - Securing Critical Infrastructure Networks for Smart Grid, SCADA, and Other Industrial Control Systems*, Syngress Media, U.S. ISBN 978-1-59749-645-2 Elsevier Inc.
10. David P. Buse, Q.H. Wu, (2010), *IP Network-based Multi-agent Systems for Industrial Automation: Information Management, Condition Monitoring and Control of Power Systems* e-ISBN 978-1-84628-647-6, Springer-Verlag London Limited
11. Денисенко В., (2009) *Компютърно управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованим*, Москва, Горячая линия- Телеком
12. Парк Дж., С. Маккей, Е. Райт, (2007), *Передача данных в системах контроля и управления (Practical Data Communications for Instrumentation and Control)* Практическое руководство, ООО „Группа ИДТ“ Москва.

Department of Control Systems  
Technical University–Sofia, Branch Plovdiv  
25 Tsanko Diustabanov St.  
4000 Plovdiv  
E-mail: [vericaaleksovska@gmail.com](mailto:vericaaleksovska@gmail.com)  
E-mail: [altaneva@tu-plovdiv.bg](mailto:altaneva@tu-plovdiv.bg)  
E-mail: [ganchev@tu-plovdiv.bg](mailto:ganchev@tu-plovdiv.bg)



## МОДЕЛИРАНЕ НА АСИНХРОННИ ДВИГАТЕЛИ С ПОМОЩТА НА ЗАМЕСТВАЩА СХЕМА

ИВАН КОСТОВ

**Резюме:** Предложен е подход за моделиране на асинхронни двигатели (АД) в програмната среда Simulink на MATLAB с помощта на заместващата схема. За физическо моделиране на заместващата схема на АД е използвана програмната среда SimPowerSystems на MATLAB. По този начин са съчетани предимствата на двете среди за точното описание на физическите процеси в електромеханичните системи и за целите на управлението. Разработен е модел на АД в неподвижни координатни системи за изследване на симетрични режими и процеси в електрозадвижвания, които съществуващите модели не могат да симулират. Достоверността на получените резултати е потвърдена с помощта на симулационни процедури на верификация. Подходът е приложим и за други машини и координатни системи.

**Ключови думи:** асинхронен двигател, обобщена електрическа машина, моделиране, симулиране, координатни и фазни преобразувания, трансформация на Кларк.

## MODELING OF INDUCTION MOTORS BY MEANS OF AN EQUIVALENT CIRCUIT

IVAN KOSTOV

**Abstract:** An approach for modeling of induction motors (IM) in the MATLAB Simulink software using an equivalent AC circuit has been proposed. For physical modeling of the equivalent circuit of the IM has been used the MATLAB SimPowerSystems software media. This way the advantages of both software environments have been combined for the exact description of the physical processes in electromechanical systems and for control purposes. A model to IM in the fixed coordinates systems has been developed. The model can be used to investigate the symmetrical modes and processes in electric drives, which the existing models can not simulate. The validity of the simulation results is confirmed using simulation procedures of verification. The approach is applicable to other machines and coordinate systems.

**Key words:** induction motor, summarized electric machine, modeling, simulation, coordinate and phase transformations, Clarke transformation.

### 1. Въведение

Изследването на електромеханичното преобразуване на енергията в трифазния асинхронен двигател (АД) за целите на управлението, както аналитично, така и числено, най-често се базира на правоъгълни координатни системи [1,7]. Те се получават след

преобразуване на естествената координатна система на АД, в която изследването на динамичните характеристики на АД в трифазна непреобразувана координатна система е по-сложно [8,9]. Но изучаването на динамичните режими на работа на АД в изкуствени координатни системи води до загуба на непосредствена информация за токовете във

фазите на статора и ротора [5,9]. За анализа на АД с управление от полупроводникови преобразуватели, характеризиращи се с променлива структура на силовата верига със сложен и понякога прекъснат характер на електромагнитните процеси, е целесъобразно в качеството на математичен модел да се използва система диференциални уравнения във фазни неподвижни координатни оси [6,10]. В такава система ще се работи с реалните фазни стойности на токовете. Поради тази причина в статията се поставя и решава задачата за създаване на подход за моделиране на АД в трифазна непреобразувана координатна система. Това се постига чрез разработване на конкретен модел на АД в две части:

- имитационна част, която съдържа в явен вид Т-заместващата схема на АД във варианта приведена към неподвижен ротор;

- на виртуална част, която съдържа абстрактните математически трансформации и уравнението на движението в елементарния му вариант.

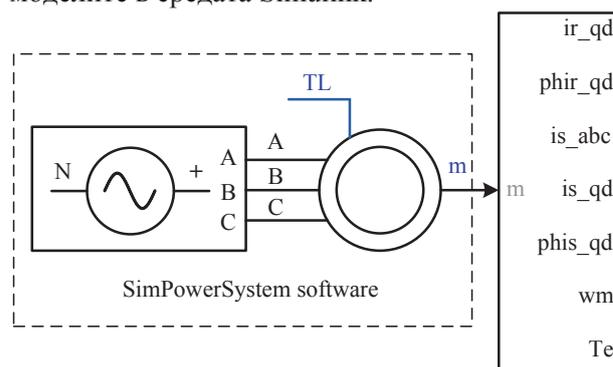
При необходимост механиката на двигателя и електрозадвижването може да бъде също имитационно моделирана, например за случаите на многомасови системи, еластични връзки и хлабини [2,3]. Обект на анализа в общия случай може да бъде несиметрична трифазна намотка, броят на навивките за фаза на която са произволни величини, магнитните оси на фазите са разположени на произволни ъгли. Приема се, че във връзка с асиметрията, намотката е трифазна, т.е. не е изродена до двуфазна или еднофазна [4,6,10].

## 2. Съществуващо положение

Известни са редица програмни продукти (MATLAB, Psim, 20Sim, CASPOC, Multisim, OpenModelica и др.) [11], в които за целите на анализа и управлението на АД са разработени библиотеки с модели (powerlib, motordrivemodule и др.), основаващи се именно на математичния апарат на обобщената машина и правоъгълни координатни системи чрез техниките на имитационното моделиране\*.

В най-използвания програмен продукт MATLAB за анализ, синтез, моделиране и изследване на електрически, електронни, механични и управляващи системи използването на имитационни модели на електрическите машини се осъществява в средата Simulink чрез SimPowerSystems (SPS) software. Библиотеката powerlib на SPS съдържа богат набор от модели на електротехнически съоръжения, пасивни и активни елементи, силова електроника и електрически машини, комплектовани с

интерфейсни инструменти за интегриране на моделите в средата Simulink.



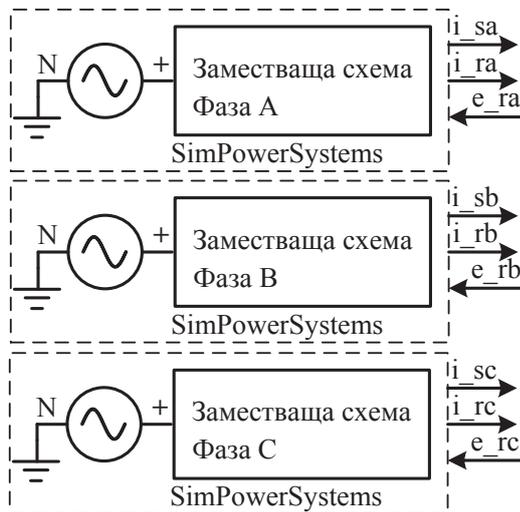
**Фиг. 1.** Примерен модел на асинхронно електрозадвижване с модел на АД в среда SimPowerSystems

На фиг.1 е показана структурата на модела на АД от SimPowerSystems DesignTool в обкръжението Simulink в елементарно електрозадвижване. Моделът е реализиран като изцяло виртуален от три части, интерфейсът между АД и другите обекти в средата SPS се осъществява директно, а със Simulink се осъществява чрез източници на напрежение и измервателни уреди. Изходите на модела на двигателя в трите му части (електрическа, електромеханична и механична) се интегрират в Simulink за удобство чрез универсален демултиплексор на сигналите. Моделът е многофункционален, несъмнено притежава много предимства, което го прави масов и удобен за синтез и изследване на съвременни електрозадвижвания и е еталон за настройка на други модели. В същото време с него не е пригоден за изследване процеси, зависими от несиметрията на машината, от флукуацията на параметрите на АД във времето и на електрозадвижвания със специални схеми на свързване, които изискват промяна на начина на свързване на статорната намотка (например звезда-триъгълник) и достъп до звездния център на машината (например включване на тиристорни регулатори), ако той е изведен в клемната кутия на реалния двигател и др.

## 3. Представяне на подхода и моделиране

Трите части на еталонния модел на двигателя се разделят, като частта, основана на Т-заместващата схема на АД остава в средата SPS. Останалите трансформации се пренасят в неподвижна (за конкретния случай) правоъгълна декартова координатна система, в която се извършва преобразуване на броя фази на променливите на двигателя (трансформация на Кларк). В показаната схема – фиг.2. се предполага, че параметрите и променливите на

ротора са приведени към броя на навивките на статора. Електромагнитните системи на многофазните електрически машини с брой на фазите повече от две са зависими в смисъл, че магнитодвижещото напрежение (МДН) на всяка фаза на намотката може да се неутрализира чрез съвместното действие на другите фази на намотката при определени съотношения на фазните токове. Поради това, тези системи не притежават еднозначно съответствие между параметрите на пространствената вълна на МДН от една страна, и съвкупността на фазните токове, генериращи тази МДН, от друга. В този случай състоянието на променливите се изследва с помощта на пространствено-векторни диаграми, а едно от предимствата на неподвижната ортогонална координатна система е равенството на амплитудите на времевите и модулите на пространствените променливи [7]. Намотките на статора и ротора се намират в магнитно поле, което се върти в равнината на напречното сечение на двигателя с ъглова скорост  $\omega = \omega_s z_p^{-1}$ , пропорционална на ъгловата честота на статорното напрежение и обратно-пропорционална на чифтовете полюси на двигателя. Неподвижността на координатната система и застопореният ротор на машината се отчитат с помощта на допълнителни електродвижещи напрежения (ЕДН) от въртене, положителните посоки на които съвпадат с посоките на статорните и роторните токове.



Фиг. 2. Имитационна част на модела на АД в среда SimPowerSystems

За разглеждания случай на неподвижна координатна система допълнителните ЕДН се въвеждат само в ротора на машината.

По този начин, с помощта на елементарни преобразувания, се установява връзка между Т-заместващата схема и теорията

на обобщената електрическа машина. Тази връзка е възможна благодарение на замяната на индуктивните съпротивления със съответните им индуктивности и на въведените в заместващата схема допълнителни ЕДН, пропорционални на скоростта на въртене и във фаза с роторния ток. Това е същността на подхода и на разработения модел.

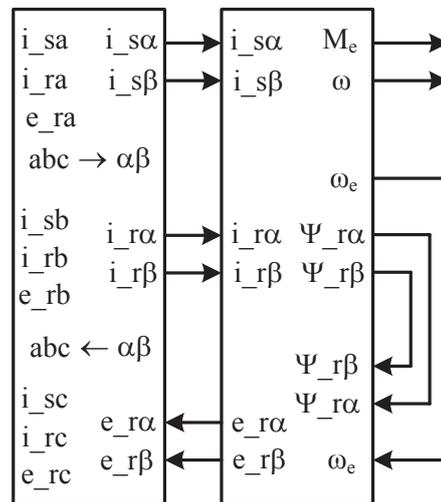
Моделът се състои от имитационна част (блоковете на фазите А, В и С - фиг.2) и виртуална част (фиг.3). Моделът на една от фазите (фаза А) в явен вид е показан на фиг.4, а в SimPowerSystems - в Приложение 7.1.

На входа на блока на фаза А от имитационната част постъпва напрежението  $u_{sa} = u_{m\alpha} \sin(\omega_s t)$ . В качеството на изходни променливи са приети токовете в отделните участъци на заместващата схема: статорен ток  $i_{sa}$  и роторен ток  $i_{ra}$ . В качеството на обратна връзка е прието напрежението от въртене в ротора  $e_{ra}$ .

Аналогични явления протичат и в другите две фази, разместени в пространството на ъгъл  $\pm 120$  електрически градуса. В тях на входовете постъпват напреженията:

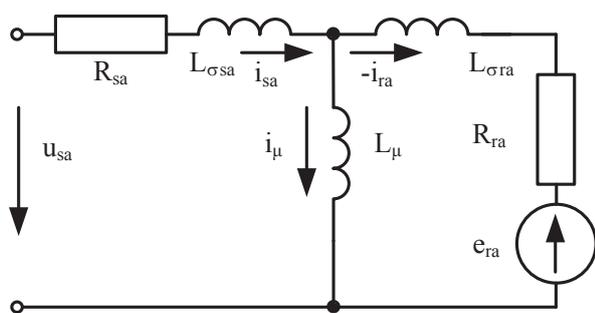
$$u_{sb(c)} = u_{mb(c)} \sin\left(\omega_s t \mp \frac{2}{3} \pi\right).$$

В качеството на изходни променливи са приети токовете в отделните участъци на останалите две фази на заместващата схема: статорните токове  $i_{sb(c)}$  и роторните токове  $i_{rb(c)}$ .



Фиг. 3. Виртуална част на модела на АД – блок координатни/фазни трансформации и блок електромеханично преобразуване

Виртуалната част се моделира в Simulink в съответствие с показаните на фиг.3 блокове. В тази част са предвидени следните два блока:



**Фиг. 4.** Модел и еквивалентна T-заместваща схема на фазата A на АД

- блок на прави и обратни координатни/фазни трансформации в неподвижна ортогонална двусосна координатна система  $i_{sabc} \rightarrow i_{s\alpha\beta}$ ,  $i_{rabc} \rightarrow i_{r\alpha\beta}$  и  $e_{r\alpha\beta} \rightarrow e_{rabc}$ ;

- блок електромеханично преобразуване на енергията, който включва уравнението на електромагнитния момент, уравнението на движението и обратна връзка по напрежение.

Моделът на виртуалната част в Simulink е показан в Приложение 7.2.

#### 4. Математично описание

Математичното описание на виртуалната част на модела отговаря на фиг.3 и съответства на изразите

$$u_{sa} = u_{ma} \sin(\omega_s t); \quad (1a)$$

$$u_{sb} = u_{mb} \sin\left(\omega_s t - \frac{2}{3}\pi\right); \quad u_{sc} = u_{mc} \sin\left(\omega_s t + \frac{2}{3}\pi\right); \quad (1b,c)$$

$$i_{s\alpha} = \frac{2}{3}\left(i_{sa} - \frac{1}{2}(i_{sb} + i_{sc})\right); \quad i_{r\alpha} = \frac{2}{3}\left(i_{ra} - \frac{1}{2}(i_{rb} + i_{rc})\right); \quad (2a,b)$$

$$i_{s\beta} = \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}(i_{sc} - i_{sb})\right); \quad i_{r\beta} = \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}(i_{rc} - i_{rb})\right); \quad (3a,b)$$

$$M_e = \frac{3}{2}L_\mu z_p (i_{s\alpha} i_{r\beta} - i_{r\alpha} i_{s\beta}); \quad (4)$$

$$\omega_e = \int \frac{z_p}{J} (M_e - M_c) dt; \quad \omega = \omega_e z_p^{-1}; \quad (5a,b)$$

$$e_{ra} = (L_\mu i_{s\beta} + (L_{\sigma ra} + L_\mu) i_{r\beta}) \omega_e; \quad (6a)$$

$$e_{r\beta} = (L_\mu i_{s\alpha} + (L_{\sigma ra} + L_\mu) i_{r\alpha}) \omega_e; \quad (6b)$$

$$e_{ra} = e_{r\alpha}; \quad (7a)$$

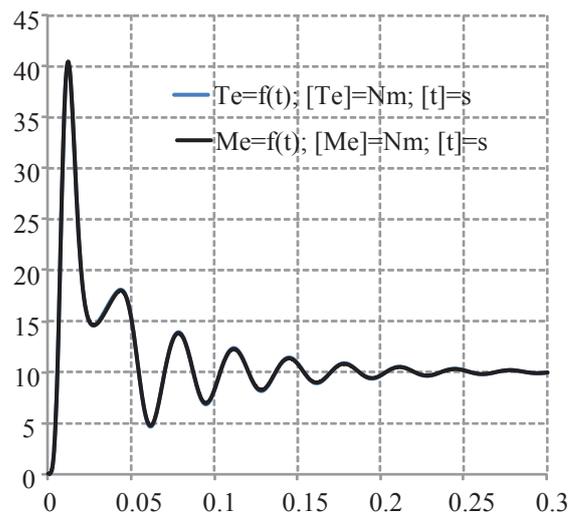
$$e_{rb} = -\frac{1}{2}e_{r\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}e_{r\beta}; \quad e_{rc} = -\frac{1}{2}e_{r\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}e_{r\beta}. \quad (7b,c)$$

За работата на модела е предвиден m-файл; използваните означения в математичното описание и тяхното съответствие с m-файла са дадени в Приложение 7.3.

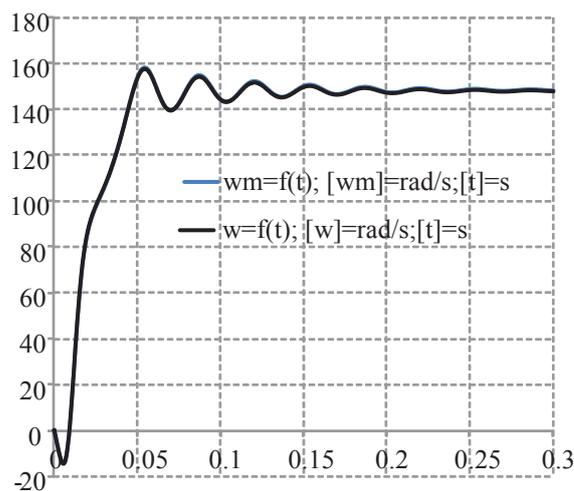
#### 5. Верификация

Създаденият модел е верифициран чрез еталонния модел за симетрични режими с постоянни параметри на заместващата схема при свързване на източника на захранващо напрежение и двигателя в звезда.

На фиг.5 са показани преходни процеси на електромагнитните моменти в еталонния ( $T_e$ )



**Фиг. 5.** Преходни процеси на електромагнитния момент ( $T_e$ ,  $M_e$ ) в еталонния и предложения модели при пускане с номинално натоварване

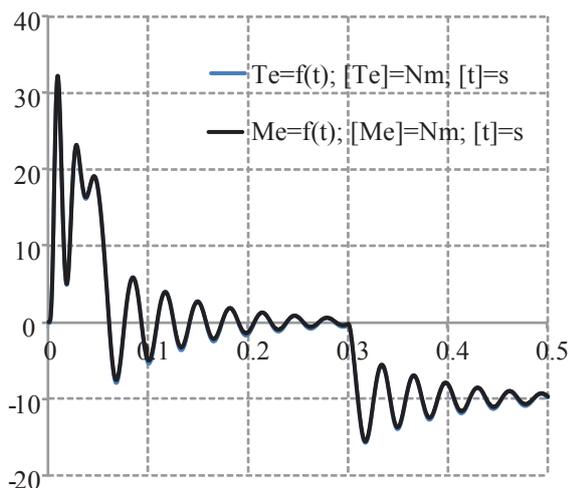


**Фиг. 6.** Преходни процеси на ъгловата скорост ( $\omega_m$ ,  $\omega$ ) в еталонния и предложения модели по условията на фиг.5

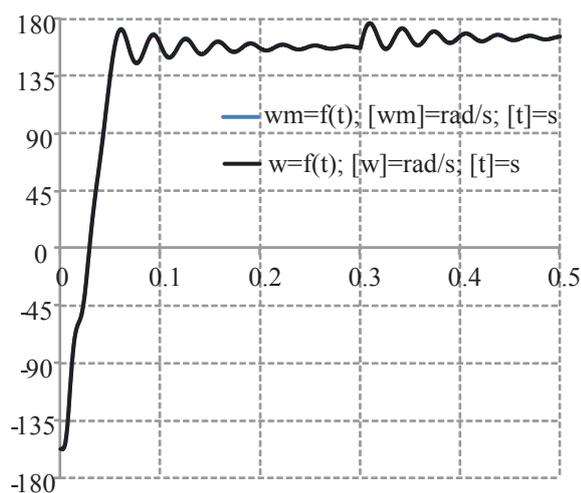
и предложения ( $M_e$ ) модел при директно пускане с номинално захранващо напрежение, нулеви начални условия и съпротивителен

момент  $M_c = M_{c\_ном}$ . На фиг.6 са показани съответните преходни процеси на ъгловата скорост.

На фиг.7 са показани преходни процеси на електромагнитните моменти в двата модела при пускане от режим на противовключване с нулево натоварване с начална синхронна скорост  $\omega_m = \omega_e = -\omega_s z_p^{-1}$  и последващо натоварване в  $t = 0.3$  s в генераторен режим с  $M_c = -M_{c\_ном}$ . На фиг.8 са показани съответните преходни процеси на ъгловата скорост на двата модела.



**Фиг. 7.** Преходни процеси на електромагнитния момент ( $T_e$ ,  $M_e$ ) в еталонния и предложения модел с нулево натоварване от режим на противовключване с последващо номинално натоварване в генераторен режим



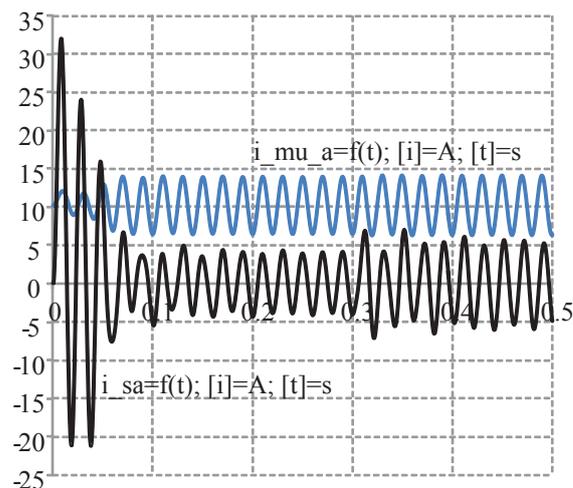
**Фиг. 8.** Преходни процеси на ъгловата скорост ( $\omega_m$ ,  $\omega$ ) в еталонния и предложения модел по условията на фиг.7

По този начин е осъществена верификацията по отношение на режимите противовключване, двигателен и генераторен режим.

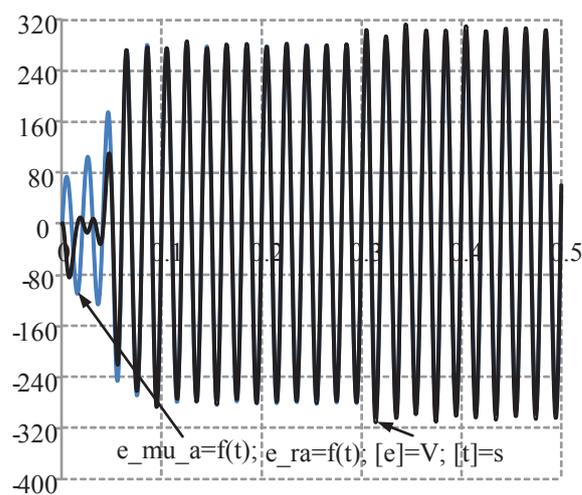
## 6. Някои симулационни експерименти

На фиг.9 е показано изменението на намагнитващия и статорния ток на фазата A за симетричния режим по условията на фиг.7. Намагнитващият ток е изместен спрямо ординатната ос с 10 A за по-добро възприемане на графиката.

На фиг.10 са показани измененията на напрежението на намагнитващия контур и на роторното напрежение от въртене (обратната връзка по напрежение) в разработения модел за същите режими.



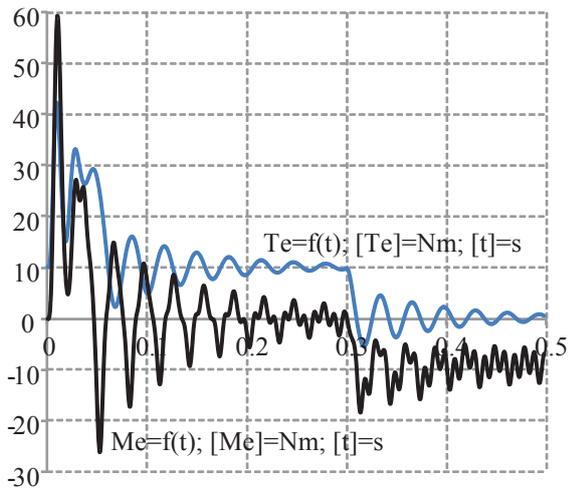
**Фиг. 9.** Преходни процеси на намагнитващия ток ( $i_{\mu a}$ ) и фазния статорен ток ( $i_{sa}$ ) в предложения модел по условията на фиг.7



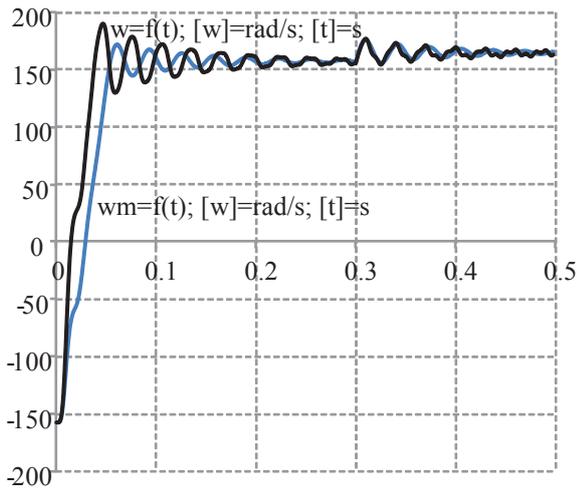
**Фиг. 10.** Преходни процеси на напрежението на намагнитващия контур ( $e_{\mu a}$ ) и напрежението от въртене ( $e_{ra}$ ) в предложения модел по условията на фиг.7

На фиг.11 са показани преходни процеси на електромагнитните моменти в двата модела, но фазата A в предложения модел е с параметри,

различни от тези на другите две фази ( $R_{sa}=2.4 \text{ Ohm}$ ;  $L_{\sigma sa}=0.0115 \text{ H}$ ).



**Фиг. 11.** Преходни процеси на електромагнитния момент ( $T_e$ ,  $M_e$ ) в еталонния и предложениа модели по условията на фиг.7 и несиметрия на фаза A



**Фиг. 12.** Преходни процеси на ъгловата скорост ( $\omega_m$ ,  $\omega$ ) в еталонния и предложениа модели по условията на фиг.7 и несиметрия на фаза A

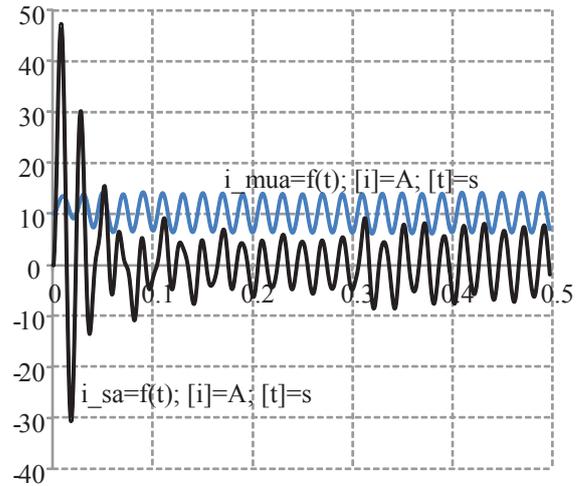
Звездният център е изолиран, отново електромагнитният момент е отместен спрямо този на еталонния модел с 10 Nm.

На фиг.12 са показани съответните преходни процеси на ъгловата скорост на двата модела.

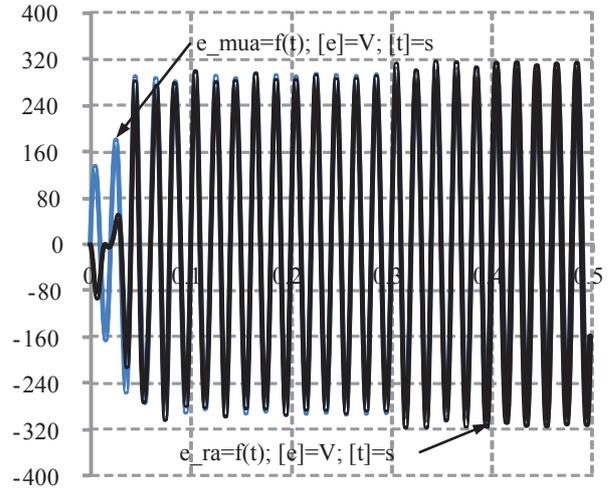
На фиг.13 и фиг.14 са показани процеси, аналогични на показаните на фиг.9 и фиг.10, но за изследвания несиметричен режим.

Изследванията нямат изчерпателен характер, но показват потенциалните възможности за решаване на задачите както на анализа, така и на синтеза на системи за

управление, включително с полупроводникови ключове с различно действие.



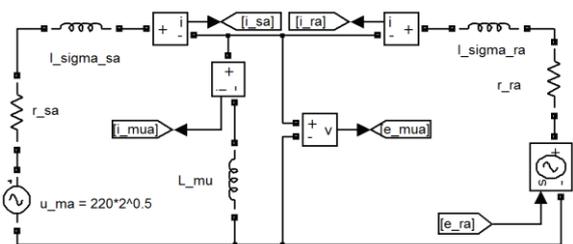
**Фиг. 13.** Преходни процеси на намагнитващия ток ( $i_{\mu a}$ ) и фазния статорен ток ( $i_{sa}$ ) в предложениа модел по условията на фиг.7 и несиметрия на фаза A



**Фиг. 14.** Преходни процеси на напрежението на намагнитващия контур ( $e_{\mu a}$ ) и напрежението от въртене ( $e_{ra}$ ) в предложениа модел по условията на фиг.7 и несиметрия на фаза A

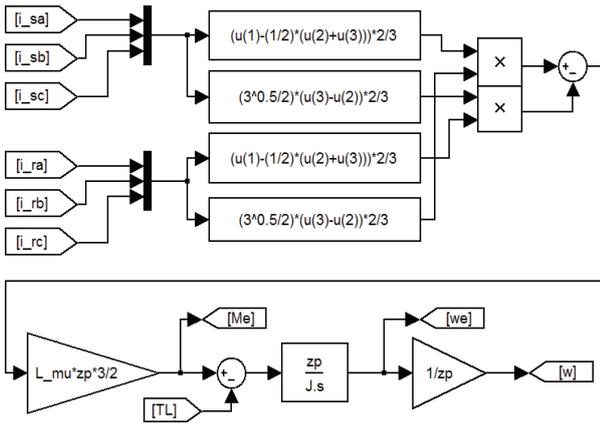
## 7. Приложение

### 7.1. SimPowerSystems модел на АД:

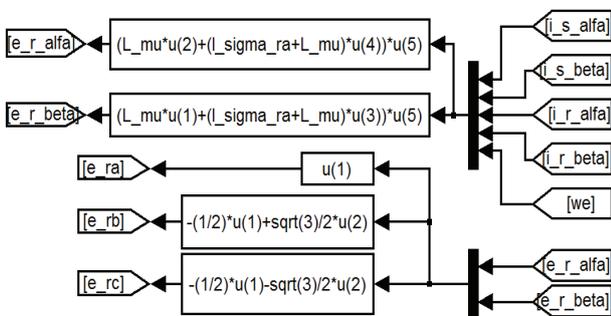


**Фиг. 15.** Модел на имитационната част на фаза A на АД в среда SPS

**7.2. Simulink модел на АД:**



**Фиг. 16.** Модел на правите координатни/фазни трансформации и на електромеханичното преобразуване на АД



**Фиг. 17.** Модел на обратните координатни/фазни трансформации и на електромеханичното преобразуване на АД

**7.3. m-файл на разработения модел:**

$r_{sa}=4.8$ ; % активно съпротивление на фаза А на статорната намотка, Ohm;  
 $l_{\sigma sa}=0.023$ ; % индуктивност на разсейване на фаза А на статорната намотка, H;  
 $r_{ra}=3.87$ ; % активно съпротивление на фаза А на роторната намотка, Ohm;  
 $l_{\sigma ra}=0.011$ ; % индуктивност на разсейване на фаза А на роторната намотка, H;  
 $L_{\mu}=0.240$ ; % индуктивност на намагнитващия контур на двигателя, H;  
 $r_{sb}=4.8$ ; % активно съпротивление на фаза В на статорната намотка, Ohm;  
 $l_{\sigma sb}=0.023$ ; % индуктивност на разсейване на фаза В на статорната намотка, H;  
 $r_{rb}=3.87$ ; % активно съпротивление на фаза В на роторната намотка, Ohm;  
 $l_{\sigma rb}=0.011$ ; % индуктивност на разсейване на фаза В на роторната намотка, H;  
 $r_{sc}=4.8$ ; % активно съпротивление на фаза С на статорната намотка, Ohm;  
 $l_{\sigma sc}=0.023$ ; % индуктивност на разсейване на фаза С на статорната намотка, H;

$r_{rc}=3.87$ ; % активно съпротивление на фаза С на роторната намотка, Ohm;  
 $l_{\sigma rc}=0.011$ ; % индуктивност на разсейване на фаза С на роторната намотка, H;  
 $z_p=2$ ; % брой на чифтовете полюси на АД;  
 $J=0.00284$ ; % инерционен момент на АД,  $kgm^2$ ;  
 $\omega_s=\pi*100$ ; % ъглова честота на захранващата мрежа,  $rads^{-1}$ ;  
 $M_{c\_nom} = 10$ ; % номинален съпротивителен въртящ момент, Nm;  
 $u_{ma} = 220*2^{0.5}$ ; % амплитудна стойност на напрежението на фаза А, V;  
 $u_{mb} = 220*2^{0.5}$ ; % амплитудна стойност на напрежението на фаза В, V;  
 $u_{mc} = 220*2^{0.5}$ ; % амплитудна стойност на напрежението на фаза С, V;

Съответствия между абривиатурите в математичното описание и модела:

$\omega_s = \omega_s$  – ъглова честота на захранващата мрежа;  
 $\omega_e$  – ъглова честота на променливите в ротора;  
 $\omega_m$  – механична ъглова скорост на еталонния модел;  
 $\omega = \omega_e z_p^{-1}$  – ъглова скорост на ротора на модела;  
 $M_{c\_nom} = M_{c\_ном}$  – номинална стойност на съпротивителния въртящ момент.

Представеният модел и m-файлът имат за цел да улеснят и ускорят процеса на синтез.

**8. Заключение**

*Приноси:* Представен е подход за изследване на АД и електрозадвижвания чрез моделиране с помощта на Т-образна заместваща схема, който се основава на обособяването на съществени части при моделирането – елементни и формулни. Разработен е потребителски динамичен модел в неподвижни координатни системи – трифазна на заместващата схема и двуфазна – на електромеханичните прави и обратни трансформации. Предложеният подход и модел може да представляват интерес, на първо място, в учебния процес - по причина, че достатъчно просто и нагледно позволяват да се направи преход от заместваща схема към теорията на обобщената електрическа машина и обратно. На второ място, разработеният модел се съгласува добре с реалните физически явления и може да се използва при решаване на разнообразни задачи, в частност, при анализ на комутационни процеси с помощта на силови полупроводникови ключове. На трето място, не съществуват ограничения подходът да се приложи и за други машини, в други координатни системи и с различен брой на фазите.

*Изводи:* 1. Овладяването на комплекса от знания в областта на регулируемото електрозадвижване за променлив ток е необходим елемент от техническата култура и изискванията към специалистите по електрозадвижване на пазара на труда, важна част от тяхната подготовка и преподготовка. За това способства обширната техническа литература по въпросите за построяване на електрозадвижвания с честотно управление, реализирано с управляеми полупроводникови преобразуватели на честота. Задълбоченото изучаване на подобни електрозадвижвания обаче представлява определена сложност за младите специалисти. Това е свързано с недостига на актуална учебно-методична литература по определени динамично развиващи се проблеми, а така също и от фактора конкуренция на фирмите-производители, което пречи за свободното разпространение на научно-технически знания за новите разработки. В достъпните източници на информация методическата обработка, строгото изложение на материала, пълнотата и яснотата на изложението са твърде недостатъчни. 2. Съществуват и определени диспропорции в развитието на електрозадвижванията за променлив ток. От една страна са подобрени потребителските свойства, въведени са и са усъвършенствани сервисни функции и интелектуални елементи: адаптация, разширено управление, диагностика, защита, индикация, визуализация и др. за сметка на новата елементна база и възможностите на цифровото управление. От друга страна, независимо от нарастването на общото технико-икономическо ниво на регулируемите електрозадвижвания за променлив ток, напредъкът в решението на основни задачи на управлението, като повишаване на бързодействието, точността, диапазона на регулиране и др. не може да бъде характеризирани като значителни. 3. Във връзка с това, ефективен и универсален инструмент на изследователя и инженера при решаване на задачите за управление е математическото моделиране. А изборът на подходящ модел е залог за успешно решаване на тези задачи.

\* Авторът приема термина „имитационен“ за модели на технически обекти, които се основават на електрическа/електронна и/или механична схема (елементен аналог) със съответно математично описание. Най-близо до него е терминът „физически“. „Виртуален“ е термин, с който се описват връзките в даден процес само на абстрактно (формално) ниво. И трите термина „имитационен“, „физически“ и „виртуален“ притежават характеристиката „математически“. Рязка граница между термините не бива да се налага.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Riccardo M., Patrizio T., Cristiano M.V. (2010). *Induction Motor Control Design*. 371 pp. Springer-Verlag London Limited. ISBN 978-1-84996-283-4.
2. Поздеев А.Д. (1998). *Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно регулируемых асинхронных электроприводах*. Чебоксары: Изд-во ЧГУ.
3. Донской Н.В. (2007). *Регулируемые электроприводы переменного тока*. Чебоксары: Изд-во ЧГУ.
4. Тимошкин В.В. (2014). *Разработка и исследование наблюдателя угловой скорости для асинхронных электроприводов по схеме ТРН-АД*. Томск: Томский политехнический университет.
5. Костов И.Й., Иванов Г.И. (2014). *Управление на електрозадвижванията. Учебно пособие по курсово проектиране и семинарни упражнения*. ТУ-София, Филиал Пловдив, 144 стр. ISBN 978-619-90128-6-4.
6. Суптель А., Малинин Г., Ларин Е. (2010). *Виртуальные модели асинхронного двигателя*, Силовая Электроника, № 4.
7. Шрейнер Р.Т. (2000). *Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты*. Екатеринбург: УРО РАН. 654 с. ISBN 5-7691-1111-9.
8. Копылов И.П. (1987). *Математическое моделирование электрических машин*. М: Высшая школа. 248 с.
9. Сипайлов Г.А., Лоос А.В. (1980). *Математическое моделирование электрических машин*. М: Высшая школа. 176 с.
10. Хрисанов В.И. (2004). *Математическая модель асинхронных машин в фазных осях статора*. Электротехника, № 7. с. 23-30.
11. <http://www.gecko-simulations.com>;  
<http://www.20sim.com>;  
<http://powersimtech.com>;  
<https://openmodelica.org>;  
<http://www.caspos.com>;  
<http://www.ni.com/multisim/>  
<http://www.mathworks.com>.

Контакти:  
Control Systems Department  
Technical University–Sofia, Branch Plovdiv  
25 Tsanko Dyustabanov St.  
4000 Plovdiv  
BULGARIA  
Адрес:  
[E-mail: ijk@tu-plovdiv.bg](mailto:ijk@tu-plovdiv.bg)



## REAL-TIME SIMULATION OF PLANTS IN PROCESS CONTROL

IVAN GANCHEV, ALBENA TANEVA, SEVIL AHMED, MICHAEL PETROV

**Abstract:** *Development of new control structures and algorithms needs validation using variety of models that are representative for the dynamics of typical industrial processes. This paper presents an useful tool for testing and comparing different control methods and algorithms. Hardware-In-The-Loop simulation gives very flexible and easy way of modeling variety of plants typical in Process industry. This paper presents the test batch simulations directed to automatic tuning algorithms validation. Simulation results using MATLAB/Simulink are given.*

**Key words:** *Process Control, Real-time Simulations,*

### 1. Introduction

In the process of developing or comparing control structures and algorithms it is important to test their performance under different conditions. The tests can be carried out on real plants, laboratory set-ups or through computer simulation. Depending on the specific task high-level programming language can be used. The Real-Time Workshop for use with MATLAB/Simulink [7] produces code directly from the Simulink models and automatically builds programs that can be run in variety of environments, including real-time systems and stand-alone simulations. This way the programs are very flexible and give the opportunity for modeling any kind of dynamics and parameters. Using additional devices for analog to digital and digital to analog conversion (ADC / DAC) the computer easily becomes very powerful and useful tool for real-time experiments and investigations.

### 2. Plant models

The results of an investigation depend critically on the chosen test batch. Models that are representative for the dynamics of typical industrial processes [1,2,4] are given in Table 1. Transfer functions  $G_1(s) \div G_5(s)$  describe stable processes. Transfer functions  $G_6(s) \div G_8(s)$  are included to cover processes with integration. Models  $G_4(s)$  and  $G_8(s)$  represent nonminimum phase plants. Model  $G_3(s)$  has significant transient delay.

**Table 1.** *Plant models presented with their transfer functions and parameter variations*

<i>Transfer Function</i>	<i>Parameters</i>
$G_1(s) = \frac{e^{-s}}{Ts+1}$	$T = 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5$
$G_2(s) = \frac{e^{-s}}{(Ts+1)^2}$	$T = 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5$
$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)^n}$	$n = 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$
$G_4(s) = \frac{1-\alpha s}{(s+1)^3}$	$\alpha = 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5$
$G_5(s) = \frac{1}{(1+s)(1+\alpha s)(1+\alpha^2 s)(1+\alpha^3 s)}$	$\alpha = 0.2, 0.5, 0.7$
$G_6(s) = \frac{e^{-s}}{s}$	
$G_7(s) = \frac{e^{-\tau s}}{s(s+1)}$	$\tau = 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5$
$G_8(s) = \frac{1-\alpha s}{s(s+1)}$	$\alpha = 0.2, 0.5, 0.7$

Another important case in process control is the cascade plant model. There are two basic structures – in parallel (fig.13) and in series. They are clearly distinguished but same way easily transformable from one to the other. Here, the more typical structure in process control, where the two parts are connected in parallel is discussed. The two transfer functions are [6]:

$$G_9(s) = \frac{1}{(s+1)^2} \cdot e^{-s} \quad (1)$$

$$G_{10}(s) = \frac{1}{(\alpha s+1)} \cdot e^{-\alpha s} \quad (2)$$

Here the scaling factor  $\alpha$  gives different ratio of the dynamics of the two parts of the plant. For  $\alpha = 0.1$  the ratio of the corresponding ultimate frequencies is

$$\frac{\omega_{u2}}{\omega_{u1}} = 15.6 \quad (3)$$

that shows extremely appropriate case for choosing cascade control structure.

For  $\alpha = 0.5$  the ratio of the two ultimate frequencies is

$$\frac{\omega_{u2}}{\omega_{u1}} = 3.2 \quad (4)$$

that is about the minimum value for effective cascade control.

This way the cascade model covers all the range for cascade control dynamics. Additionally, gains can be added easily in the model for some specific tasks.

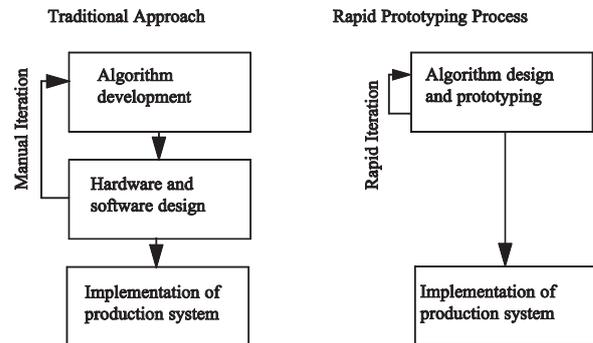
### 3. Real-Time Simulations

MATLAB [7] is one of the most popular languages for technical computing. Simulink is MATLAB application software package for modeling, simulating and analyzing dynamic systems. The Real-Time Workshop produces code directly from Simulink models and automatically builds real-time programs. They can simulate both main parts of a typical Automatic Control System:

- **Controller** (Real-Time Control) – The control algorithm can be designed using MATLAB/Simulink and code is generated from the block diagram model. Then the compiled file can be downloaded to the desired hardware.
- **Plant** (Hardware-In-the-Loop simulation) – A Simulink model can be created that represents real-life measurements, plant dynamics and actuation signals. The generated code from the model can be run on a computer to provide a real-time representation of the physical system.

The key to rapid prototyping is automatic code generation. It reduces algorithm coding to an automated process; this includes coding, compiling, linking, and downloading to target hardware (Fig.1). This automation allows design changes to be made directly to the block diagram. The traditional approach to real-time design and implementation typically involves multiple teams of engineers, including an algorithm design team, software design team, hardware design team, and an implementation team. When the algorithm design team has completed its specifications, the software design team implements the algorithm in a simulation environment and then specifies the hardware requirements. The hardware design team then creates the production hardware. Finally, the implementation team integrates the hardware into the larger overall system. This approach leads to long development processes, because the algorithm design engineers do not work with the actual hardware.

The rapid prototyping process combines the algorithm, software, and hardware design phases. The process allows engineers to see the results and rapidly iterate on the design before expensive hardware is developed.



*Fig. 1. Comparison of traditional and rapid prototyping development processes*

The rapid prototyping process begins in Simulink. First, the model is developed in Simulink. In control engineering, this involves modeling plant dynamics and including additional dynamic components that constitute a controller and/or an observer. In digital signal processing, the model is typically an exploration of the signal-to-noise ratio and other characteristics of the input signal. Then the model is simulated in Simulink; MATLAB/Simulink and toolboxes can be used to aid in the development of algorithms and analysis of the results.

If the results are not satisfactory, it is possible to iterate the modeling process until results are acceptable.

Once the desired results have been achieved, Real-Time Workshop generates downloadable C code for the appropriate portions of the model. Using Simulink in external mode allows tuning parameters and further refines the model, again rapidly iterating to achieve required results. At this stage, the rapid prototyping process is complete. The final implementation can begin for production with confidence that the underlying algorithms work properly in designed real-time production system.

Rapid prototyping and modeling with RT-DAC/USB and RT-CON resources can be described by the presented in Fig.2 scheme. It shows the general concept that comes within the scope of RTW and RT-CON.

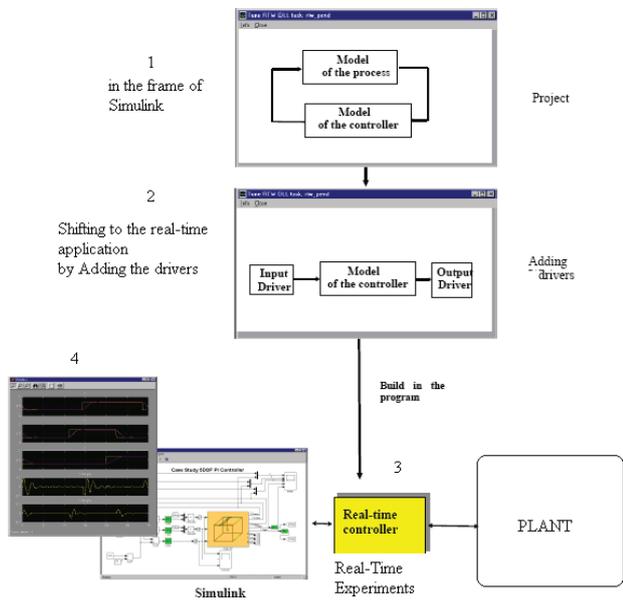


Fig. 2. General scheme for RTW control in MATLAB/Simulink

As it is described above MATLAB/Simulink is used to design, test and analyse a model of the plant, control algorithm or data acquisition system. Once the project is completed, appropriate input/output device drivers can be added and an executable code directly from the Simulink block diagram can be generated. When the real-time program is running communication with MATLAB/Simulink to capture and analyse data or to change parameters of the currently running real-time program is possible. This is one of the advantages of the used software package. Users dispose of all features and recourses of the intuitive MATLAB/ Simulink environment. They can observe signals, modify and tune block parameters in the real-time without a recompilation of the model. It allows creating and executing a real-time program using Simulink models and controls. This

approach reduces the cost and time of development of new investigation applications. Such solution allows employing the low-costs computer as a development and target platform.

The Simulink model for real-time implementation purposes consists of the device driver of the used data acquisition RT-DAC/USB board. The RT-DAC/USB device driver contains all I/O signals of the board shown in Fig.4, [8,9].

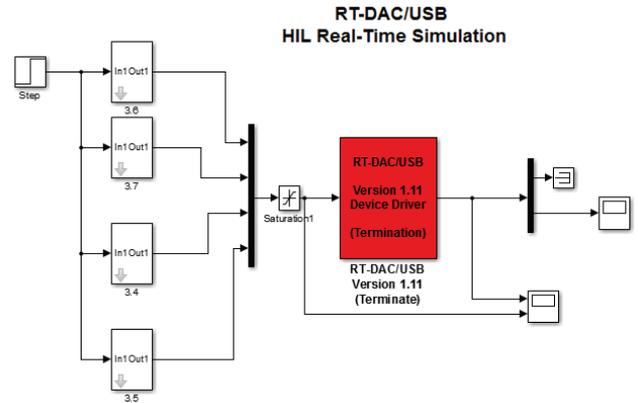


Fig. 3. Simulink diagram of HIL real-time simulation

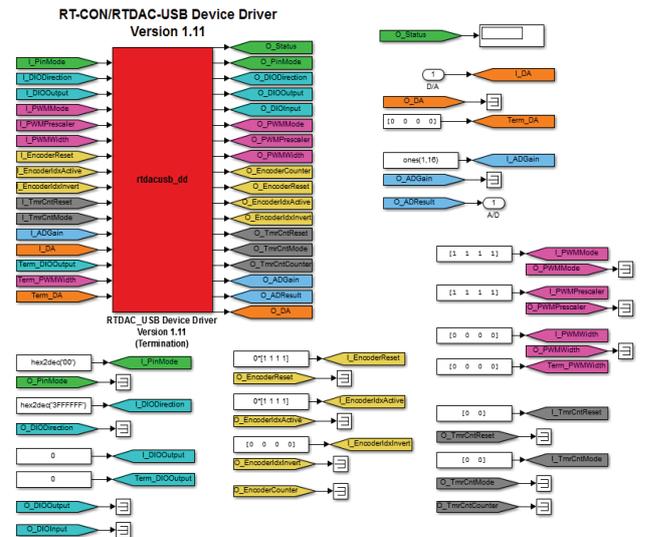


Fig. 4. Configuration of the RT-DAC/USB device driver

The driver must be reconfigured depending of experiment purposes and carries out a connection between the Simulink model and the application target. In present work device driver is designed to use all analog outputs of the USB board, in order to bring out the process outputs of the corresponding plant models presented in Table 1.

#### 4. Experimental results

The transient responses for the selected plant models from Table 1 are shown in the following figures.

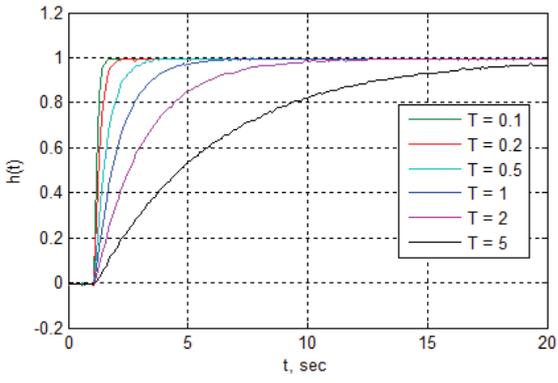


Fig. 5. Plant model  $G_1(s)$

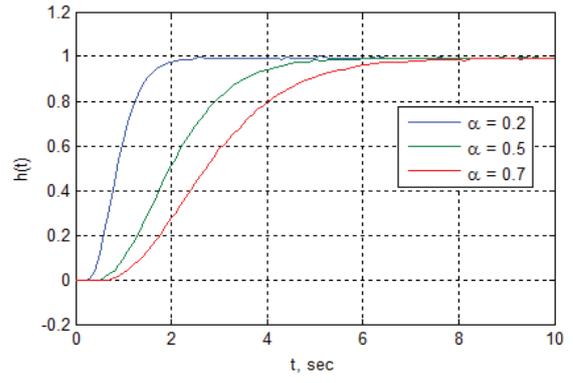


Fig. 9. Plant model  $G_5(s)$

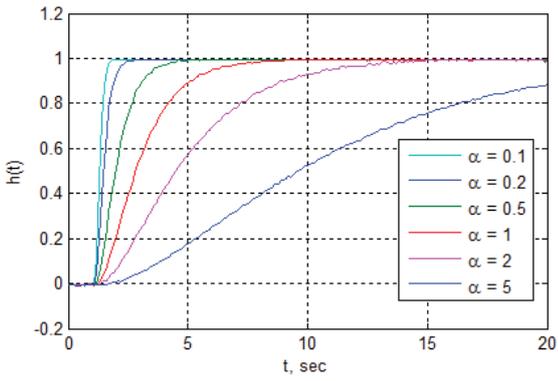


Fig. 6. Plant model  $G_2(s)$

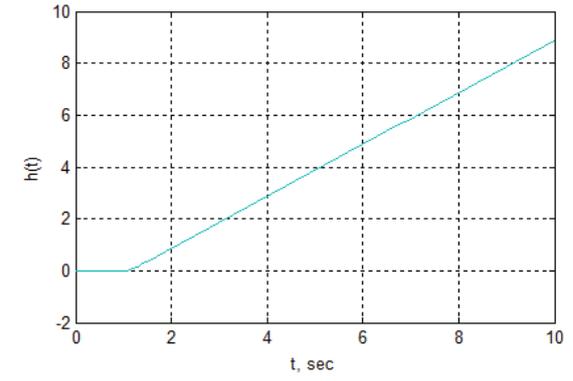


Fig. 10. Plant model  $G_6(s)$

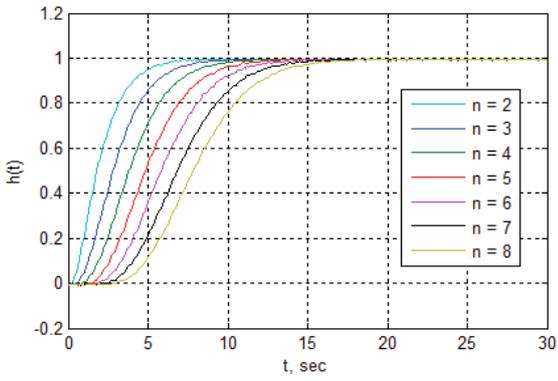


Fig. 7. Plant model  $G_3(s)$

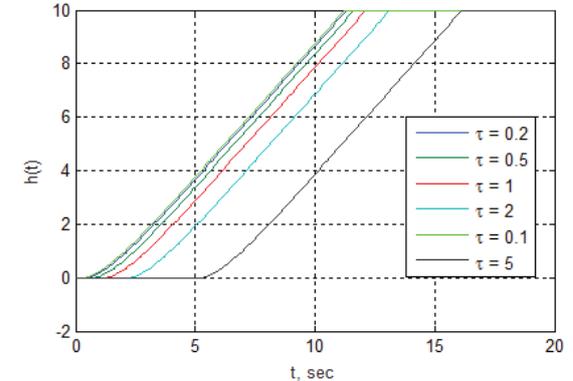


Fig. 11. Plant model  $G_7(s)$

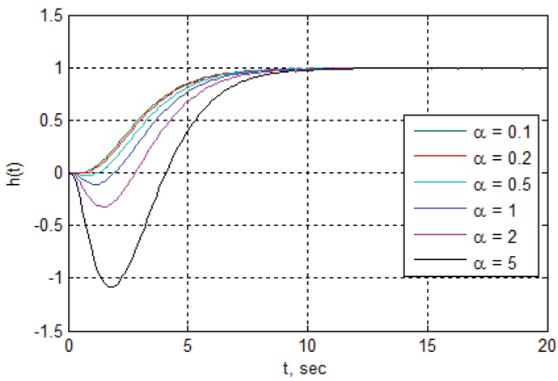


Fig. 8. Plant model  $G_4(s)$

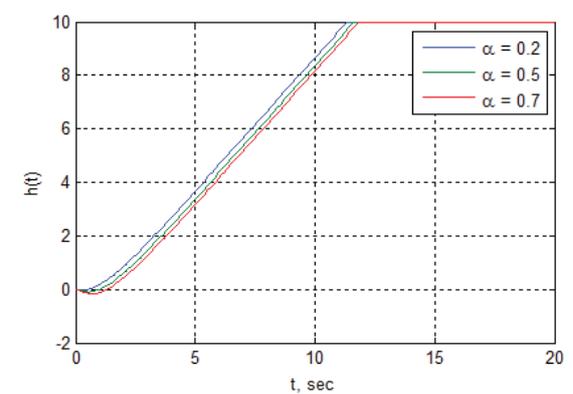
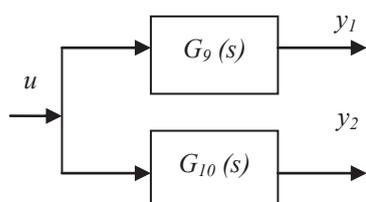


Fig. 12. Plant model  $G_8(s)$

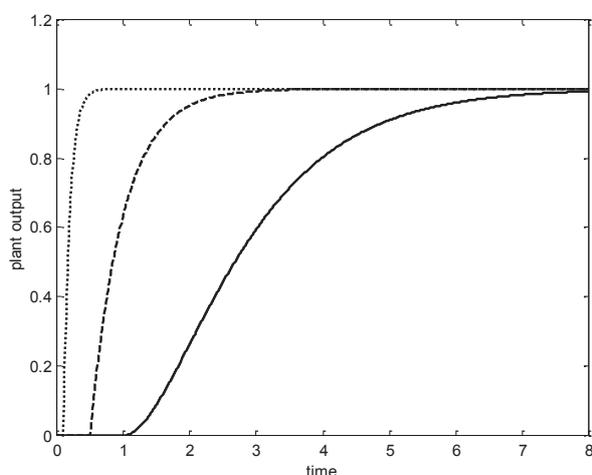
The transient responses of the cascade plant model (fig.13) are investigated. The structure has one input and two outputs:  $y_1$  and  $y_2$ , respectively. On the fig.14 are shown experimental results with the parallel plant model. The solid line is the main part of the plant represented by the transfer function  $G_9(s)$ . The inner transfer function  $G_{10}(s)$  is presented for two values of the parameter  $\alpha$

- dotted line for  $\alpha = 0.1$  and
- dashed line for  $\alpha = 0.5$ .



**Fig. 13.** The Simulink scheme of the parallel model structure

These two values illustrate the natural limits for cascade control. This picture illustrates only the idea for cascade system. Of course these transfer functions can be easily scaled with the appropriate gains and time constants for a specific task.



**Fig. 14** Cascade plant model response

## 5. Conclusion

This paper presented some possibilities for real-time simulation of plants in Process Control Systems. It is well to note that the processes have nonlinearities, delays and sometimes reverse reactions. Therefore it is good to find and investigate the simply structures and lows for process control tasks. All this shares the experience of the Process Control Laboratory and might be useful for students, Ph.D. studies, and automatic control problems research. Further work is directed to comparing several low-cost industrial controllers operating with the plant models that were selected.

## ACKNOWLEDGEMENTS

This paper is partially supported by the Technical University – Sofia fund for Research and Development.

## REFERENCES

1. Åström, K-J., et al., (1992), *Towards Intelligent PID Control*, *Automatica*, Vol. 28, No 1, pp. 1-9.
2. Åström, K-J., T.Hägglund, (1995) *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park.
3. Dufour, C., Andrade, C., and Belanger, J., (2010), *Real-Time Simulation Technologies in Education: a Link to Modern Engineering Methods and Practices*, Proceedings of the 11<sup>th</sup> International Conference on Engineering and Technology Education INTERTEH 2010, Brazil, March 7-10.
4. Dragotinov I., I.Ganchev, Zh.Stoychev, (2013) *Automation of Technological Processes*, Plovdiv.
5. Ganchev, I., M.Petrov, I.Dragotinov, (1999) *Real-Time Plant Models Simulation using MATLAB/Simulink*, Twenty-fourth International Conference ICT&P'99, Plovdiv, Bulgaria, June 8-12.
6. Hang C.C., A.P.Loh, V.U.Vasnani, (1994) Relay feedback auto-tuning of cascade controllers, *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol.2, No 1.
7. MATLAB/Simulink, www.mathworks.com
8. RT-DAC/USB I/O Board, (2004) *User's Manual*, INTECO Ltd., Poland.
9. RT-CON, *Real-Time Connection*, (2006) *User's Manual*, INTECO Ltd., Poland.
10. Грипов, Е. (1997) *Решени задачи по проектиране на системи за управление в MATLAB SIMULINK*, ТУ-София
11. Николов Е., (2004) *Приложни методи за управление на технологични процеси, част I и част II*, ТУ-София
12. Николов Е., Н.Николова, (2006), *Методи и алгоритми за настройка на регулаторите в системите за управление*. ТУ –София.
13. Ищев К., (2002) *Теория на автоматичното управление*. ТУ- София.
14. Кръстев Г., Ц.Георгиев, (2002) *Средства за автоматизация на научните изследвания*, Русе.
15. Balchen G., K.I.Mumme, (1987) *Process Control - Structures and Applications*.
16. Денисенко В., (2009) *Компютърно управление технологическия процес*,

- экспериментом, оборудованием, Москва, Горячая линия-Телеком*
17. David P. Buse, Q.H. Wu, (2010), *IP Network-based Multi-agent Systems for Industrial Automation: Information Management, Condition Monitoring and Control of Power Systems* e-ISBN 978-1-84628-647-6, Springer-Verlag London Limited
18. Stallings, W., (2006), *Data and computer Communications*; Prentice Hall Inc., New Jersey, 2006, ISBN 0-132-4331-09

Address:  
Control Systems Department  
Faculty of Electronics and Automation  
Technical University-Sofia, Plovdiv branch  
25, Tsanko Dyustabanov Str.  
4000 Plovdiv, Bulgaria  
E-mail: ganchev@tu-plovdiv.bg  
E-mail: altaneva@tu-plovdiv.bg  
E-mail: sevil.ahmed@tu-plovdiv.bg  
E-mail: mpetrov@tu-plovdiv.bg



## ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ С МЕКА КОМУТАЦИЯ С ДВА ДОПЪЛНИТЕЛНИ КЛЮЧА ЗА ЗАХРАНВАНЕ НА АСИНХРОННО ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ

ДИМИТЪР СПИРОВ, НИКОЛАЙ КОМИТОВ

**Резюме:** В доклада е разработен преобразувател с “мека комутация” с два допълнителни ключа за захранване на асинхронно електрозадвижване. Схемата съдържа трифазен мостов инвертор, чиито силови ключове са свързани в паралел с допълнителни резонансни вериги. Предложена е методика за управление на силовите ключове, която осигурява включването при нулево напрежение. Инвертора захранва асинхронно електрозадвижване, като получената система е моделирана в средата на PSpice. Симулационните резултати показват, че с предложената схема за “мека комутация” се получава значително намаляване на загубите на мощност в силовите ключове и намаляване на амплитудните стойности на тока през транзисторите в сравнение със схемата с “твърда комутация”.

**Ключови думи:** Асинхронно електрозадвижване, Преобразувател с “мека комутация” с два допълнителни ключа

## INVESTIGATIONS OF SOFT-SWITCHING INVERTER WITH TWO AUXILIARY SWITCHES FOR AN INDUCTION MOTOR DRIVE

DIMITAR SPIROV, NIKOLAY KOMITOV

**Abstract:** A soft-switching inverter with two auxiliary switches for an induction motor drive is developed. The proposed soft-switching inverter is formed from the traditional pulse-width modulated (PWM) inverter by simply augmenting with auxiliary resonant circuits, and the soft switching is achieved through applying PWM switching control signals with suitable delays for the switches. The designed soft-switching inverter is used for powering an induction motor drive to test its effectiveness. The proposed drive system is modeled and its performance is simulated in PSpice. The simulation results show that a smaller switching loss and higher conversion efficiency are obtained by the proposed soft-switching inverter.

**Key words:** Induction motor drive, Soft-switching inverter with two auxiliary switches

### 1. Въведение

Една от възможностите за подобряване на работоспособността и характеристиките както на захранващата схема, така и на товара е увеличаването на честотата на превключване на силовите преобразуватели. Повишаването на честотата на системите, захранвани от инвертор

с широчинно-импулсна модулация (ШИМ) довежда до повишаване на загубите в силовите ключове и комутационни ударни натоварвания [1].

Създадени са множество схемни решения, които чрез един или друг метод осъществяват комутация при нулев ток и

напрежение, но при ограничен диапазон на изменение на товара и за сметка на занижаване на к.п.д. при малки натоварвания [2].

Квазирезонансните инвертори се използват широко за захранване на асинхронни машини, въпреки техните недостатъци като наличието на високо напрежение в резонансната верига, което при някои от тях може да достигне до два пъти захранващото. При инверторите с паралелна резонансна верига и синхронизираните резонансни инвертори с постояннотокова връзка, "меката комутация" се осигурява от допълнителни ключове, чиито резонансни вериги са със сложни конфигурации и трудни за управление [3, 4]. Напрежението в резонансната верига достига до пикови стойности по-големи от захранващото напрежение, а тока през допълнителния ключ не достига нулеви стойности при установен режим, което води до увеличаване на загубите при провеждане. В [3] са разработени схеми за ШИМ, на базата на демпфери, които отстраняват до известна степен споменатите недостатъци. Разработените в [4] преобразуватели с "мека комутация" при включване при нулево напрежение изискват многократни преходи за постигане на желаното положение, освен това са необходими ограничителни диоди за да се избегне пренапрежение върху допълнителните резонансни ключове до нулирането на резонансния ток.

Целта на настоящия доклад е изследването на преобразувател с "мека комутация" с два допълнителни ключа за захранване на асинхронно електрозадвижане. Необходимо е да се изследва ефективността и комутационните загуби на разработената система с подходящ програмен продукт.

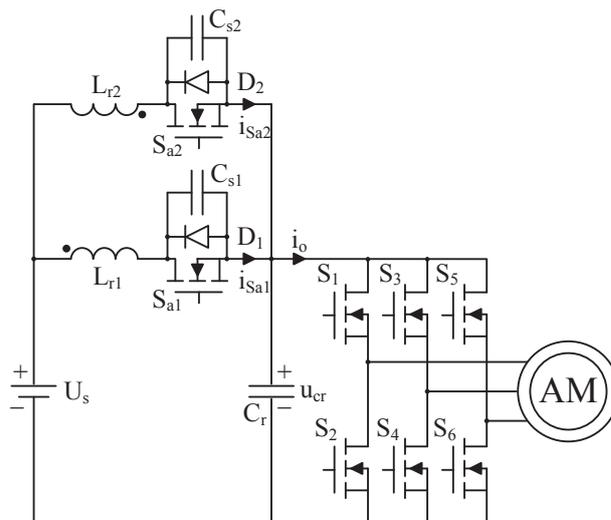
## 2. Симулационен модел

Принципната схема на преобразувателя с "мека комутация" с два допълнителни ключа и на асинхронно електрозадвижане е представена на фиг.1 [5].

Схемата съдържа трифазен мостов инвертор и допълнителни резонансни вериги. Допълнителните вериги включват силовите ключове  $S_{a1}$  и  $S_{a2}$ , двунамотъчната магнитно свързана бобина с две еднакви намотки  $L_{r1}$  и  $L_{r2}$  и кондензаторите  $C_r$ ,  $C_{s1}$  и  $C_{s2}$ . Тъй като веригите са симетрични,  $L_{r1}=L_{r2}$  и  $C_{s1}=C_{s2}$ .

При работата на схемата могат да бъдат отделени няколко интервала (фиг. 2). Преди първия интервал ( $t_0$ ) предполагаме, че ключ  $S_{a1}$  е включен, а ключ  $S_{a2}$  е изключен. Токът през

товара  $i_o$ , тече през обратния диод на съответния транзистор от моста, а токът през  $L_{r1}$  нараства.



Фиг. 1. Принципна схема преобразувател с "мека комутация" с два допълнителни ключа

В първия интервал, когато токът през  $L_{r1}$  стане равен на  $i_o$ , обратния диод на инвертора се запуща при нулев ток и след това токът тече през транзистора от моста. Токът  $I_{Lr1}$ , нараства линейно докато достигне стойност, дефинирана като минимален ток, гарантиращ зареждането на кондензатора  $C_r$ .

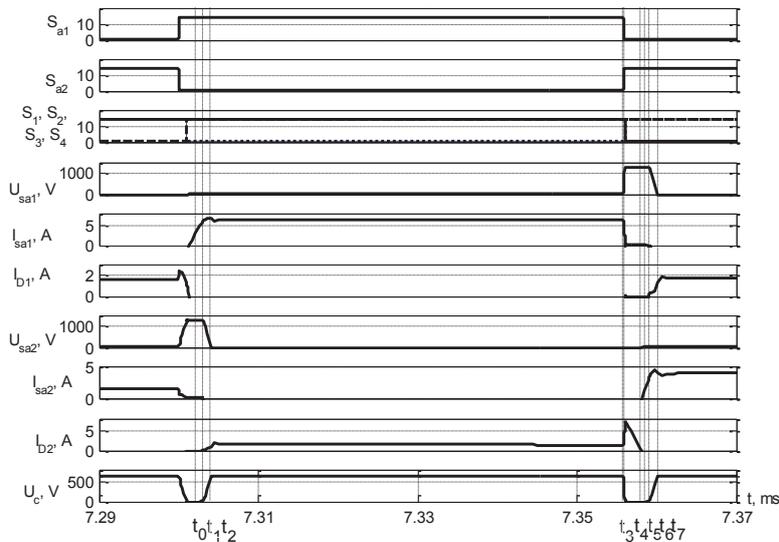
В началото на следващия интервал ( $t_1$ ) състоянието на главните ключове на инвертора се променя. Поради наличието на  $C_r$ , превключването става при нулево напрежение. Започва резонанс между  $C_r$ ,  $C_{s2}$  и  $L_{r1}$ , което води до нарастване на захранващото напрежение. Кондензатора  $C_{s2}$  е проектиран така, че да поеме запасената енергия в  $L_{r2}$  в момента на изключване на  $S_{a2}$ . Времето за разреждане на  $C_{s2}$  е незначително. Този интервал продължава, докато напрежението върху  $C_r$  достигне напрежението на захранващата мрежа  $U_s$ .

В началото на следващия интервал ( $t_2$ ), когато  $U_{Cr}$  достигне  $U_s$ , диодът  $D_2$  се включва при нулево напрежение. При това започва да тече ток през  $S_{a1}$  и  $L_{r2}$ . В този интервал енергията се прехвърля от източника към консуматора. Този интервал продължава, до промяна на състоянието на главните ключове на инвертора.

При необходимост от промяна на състоянието на главните ключове,  $S_{a1}$  трябва да бъде изключен. Запасената в  $L_{r1}$  енергия ще се прехвърли в  $L_{r2}$  и токът ще нараства. Кондензаторът  $C_r$  ще започне да се разрежда. Незначителна част от енергията, запасена в  $L_{r2}$ , ще се използва за зареждане на  $C_{s1}$ , тъй като  $C_{s1}$  има много по-малък капацитет, в сравнение с  $C_r$ .

В началото на интервала  $t_3$  възниква резонанс между  $L_{r1}$  и  $C_r$ , при което напрежението на  $C_r$  резонансно намалява до нула.  $S_{a1}$  се изключва при нулево напрежение в началото на този

интервал.  $S_{a2}$  може да бъде включен при нулево напрежение и при нулев ток, поради провеждането на  $D_2$ . Този интервал приключва с установяването на  $U_{C_r}=0$ .



Фиг. 2. Времедиаграми на преобразувателя с “мека комутация”

В следващия интервал обратния диод на съответния ключ на инвертора се отпусква при нулево напрежение и протича ток от  $L_{r2}$  към захранващия източник. В този момент ключовете на инвертора могат да бъдат превключени при нулево напрежение и при нулев ток. Токът през  $L_{r2}$  намалява линейно от  $I_2$  до нула. Когато токът през  $L_{r2}$  достигне нула, диодът  $D_2$  се запушва при нулев ток. Токът през  $L_{r2}$  сменя посоката си и протича през  $S_{a2}$  и през съответните ключове на инвертора.

### 3. Получени резултати

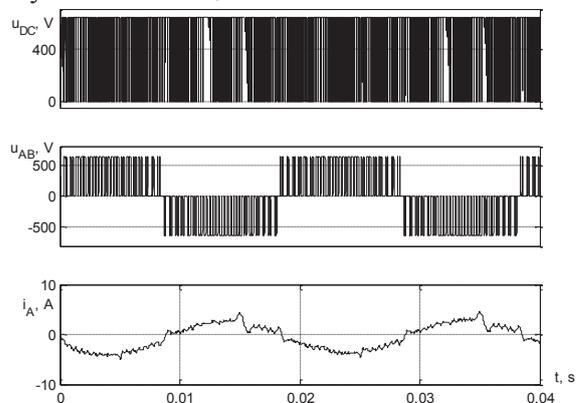
С помощта на получените симулационни модели в средата на PSpice е изследван трифазен асинхронен двигател тип АО-90S-4 с номинални данни 1,1 kW, 380 V, 50 Hz, задвижващ механизъм с константен съпротивителен момент ( $M_c=M_{c0}=0,9735\text{Nm}$ ), захранван от ШИМ инвертор. Математически модел на асинхронната машина в средата на PSpice е разработен в [6]. Техническите данни и параметри на електродвигателя са дадени в Приложение.

Проектирането на предложението инвертор включва избора на параметрите на  $L_{r1}$ ,  $L_{r2}$ ,  $C_r$ ,  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ , така че да удовлетворяват поставените изисквания за  $du/dt$ ,  $di/dt$  и пиковите стойности на тока и напрежението. Изразите са получени от диференциалните уравнения, описващи всеки интервал от работата на схемата [5]. На база на използваната методика, параметрите на елементите са избрани:  $L_{r1}=L_{r2}=180\mu\text{H}$ ,  $C_r=1\text{nF}$ ,  $C_{s1}=C_{s2}=0,01\text{nF}$ .

Трифазен синусидален ШИМ генератор е използван за управлението на шестте ключа на инвертора. Носещата честота е 2 kHz.

Управление на инвертора се осъществява въз основа на изискването при генерирането на сигнал за превключване на основните ключове, допълнителните вериги трябва да се включат, така че да предизвикат резонансен преходен процес. Превключването на ключовете на инвертора става, когато захранващото напрежение се установи на нула.

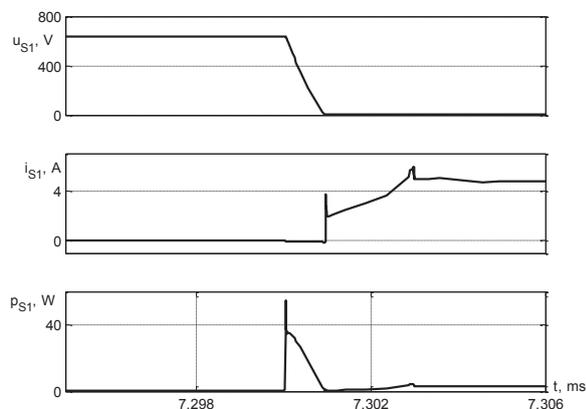
Фиг. 3 представя захранващото напрежение  $u_{DC}$ , линейното напрежение на инвертора и фазовия ток. Високото ниво на пулсациите на фазовия ток са причинени от ограничената ширина на управляващите импулси на помощните ключове.



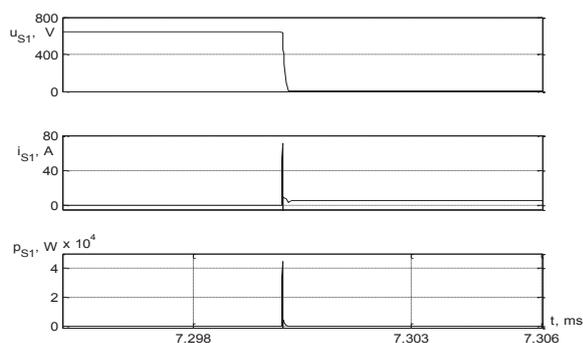
Фиг. 3. Зависимости  $u_{DC}$ ,  $u_{AB}$ ,  $i_A = f(t)$

При управлението на инверторното задвижване е приложен предложението алгоритъм на управление за "мека комутация", по

напрежение на ключовете. На фиг. 5 са показани формите на тока, напрежението и загубите на мощност в ключовете на изследваната схема. За сравнение са показани и загубите при схема без демпфер (фиг. 5).



Фиг. 4. Зависимости  $u_{S1}$ ,  $i_{S1}$ ,  $p_{S1} = f(t)$  при управление с "мека комутация"



Фиг. 5. Зависимости  $u_{S1}$ ,  $i_{S1}$ ,  $p_{S1} = f(t)$  при управление с "твърда комутация"

От фиг. 4 се вижда, че тока през транзистора  $S_1$  започва да протича след нулирането на напрежението върху него. Това довежда до значително намаляване на комутационните загуби – в случая с импулса, представен на фигурата от 22,416 W при работа с "твърда комутация" до 1,971 W при работа с "мека комутация", т.е. 20,445 W намаляване на отделената мощност. Амплитудната стойност на тока през транзистора  $S_1$  при работа с "твърда комутация" се получава 71,119 A, при работа с "мека комутация" е 5,914 A, т.е. с 65,205 A намаляване на амплитудната стойност.

#### 4. Заключение

В доклада е разработен преобразувател с "мека комутация" с два допълнителни ключа при включване при нулево напрежение за захранване на асинхронно електрозадвижване. Схемата съдържа трифазен мостов инвертор, чиито силови ключове са свързани в паралел с

допълнителни резонансни вериги. Предложена е методика за управление на силовите ключове, която осигурява включването при нулево напрежение. Симулационните резултати показват, че с предложената схема за "мека комутация" се получава значително намаляване на загубите на мощност в силовите ключове и намаляване на амплитудните стойности на тока през транзисторите в сравнение със схемата с "твърда комутация".

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Chao, K., Liaw, C. (2001). Three-phase soft-switching inverter for induction motor drives. *IEE Proc. Elect. Power Appl.*, Vol 148, No I, pp. 8-20.
2. Юдов, Д., и др. (1999). Повишаващ DC/DC преобразувател с подобрени енергетични показатели. *ANNUAL JOURNAL OF ELECTRONICS*, TU-Sofia, стр. 120-125.
3. McMurray, W. (1993). Resonant snubbers with auxiliary switches, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 355-361.
4. Vlatkovic, V., Borojevic, D., Lee, C. (1993). A new zero-voltage transition, three-phase PWM rectified inverter circuit, *IEEE Power Electron. Spec. Cons. Rec.*, pp. 868-873.
5. Mahdavi, M., Amini, M. R., Farzanehfard, H. (2011). Soft Switching Three Phase Inverter with Two Auxiliary Switches, *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 6, pp. 787-792.
6. Спиров, Д., Комитов, Н., Бозуков, Н. (2013). Математическо моделиране на инверторно асинхронно електрозадвижване в средата на PSPICE. *Международна научна конференция TEXSIS 2013*, стр. 73-76.

#### ПРИЛОЖЕНИЕ

Технически данни и параметри на асинхронен електродвигател тип АО-90S-4:

$P_N=1,1\text{kW}$ ;  $U_N=380\text{V}$ ;  $I_N=2,8\text{A}$ ;  $f=50\text{Hz}$ ;  
 $p_p=2$ ;  $n_N=1410\text{min}^{-1}$ ;  $M_N=7,45\text{Nm}$ ;  $\cos\varphi=0,8$ ;  
 $J_m=0,0014\text{kgm}^2$ ;  
 $R_s=7,3\Omega$ ;  $R_r=5,0026\Omega$ ;  $L_{\sigma s}=0,0184\text{H}$ ;  
 $L_{\sigma r}=0,0184\text{H}$ ;  $L_m=0,3347\text{H}$ .

Department of Electrical Engineering  
 University of Food Technologies – Plovdiv  
 26 Maritza Blvd.  
 4002 Plovdiv  
 BULGARIA  
 E-mail: [dimitar\\_spirov@abv.bg](mailto:dimitar_spirov@abv.bg)  
 E-mail: [nikkomitov@abv.bg](mailto:nikkomitov@abv.bg)



## СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЛИНЕЕН АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ В СИСТЕМАТА НА ПРЯКО УПРАВЛЕНИЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНАТА СИЛА

БОЖИДАР МАРКОВ

**Резюме:** *Линейните двигатели са алтернативен начин в редица индустриални приложения, като металорежещите машини, системите за опаковане, измервателни машини, транспортни средства и др.. Начините за управление на линейните двигатели са подобни на тези, които се използват при стандартните ротационни двигатели. В настоящата статия е разработен и симулационно тестван модел на директно управление на електромагнитната сила на придвижване на линеен асинхронен двигател с помощта на SIMULINK.*

**Ключови думи:** *линеен асинхронен двигател, обратна връзка, директно управление на електромагнитната сила, симулационно изследване*

## SIMULATION DEVELOPMENT OF LINEAR INDUCTION MOTOR WITH SYSTEM OF DIRECT ELECTROMAGNETIC FORCE CONTROL

BOJIDAR MARKOV

**Abstract:** *Linear motors are an alternative way in a number of industrial applications, as a metal cutting machines, packing systems, measurement machines, transport, and etc. The means for control of the linear motors are similar to those used in conventional rotary motors. This article are developed and tested simulation model of direct control of the electromagnetic force to move the linear induction motor using SIMULINK.*

**Key words:** *linear induction motor, feed-back, direct electromagnetic force control, simulation development*

### 1. Въведение

Асинхронните електрозадвижвания са най-често срещаният тип електромеханични задвижвания за промишлени, търговски и битови приложения. За да се постигне най-добра ефективност на асинхронното електрозадвижване се използват различни техники за управление. През последното десетилетие са разработени различни методи за управление на променливо токовите двигатели.

Като цяло управлението на променливо токовите електрозадвижвания могат се разделят на отворени и затворени системи за управление.

Отворените системи за управление са построени на принципа на  $U/f$  регулиране на скоростта известно още като скаларно управление.

Съвременните затворени системи са построени на принципа на векторното управление.

При векторното управление се управлява потокосцеплението на ротора и въртящия момент на двигателя.

Измерването на управляваните величини може да бъде пряко и се осъществява чрез измерване или косвено чрез допълнителни изчисления [1].

Алтернативен метод за управление на асинхронния двигател е тъй нареченото пряко управление на въртящия момент. Схема за пряко управление на момента е показана в [2]. При този начин на управление значително се намаляват управляваните параметри [3].

При метода за пряко управление на електромагнитния момент се въвеждат хистерезисни зони на изменение на магнитния поток и на момента на двигателя.

Ако статорното потокосцепление или моментът излязат от зададените хистерезисни зони, се подава сигнал към инвертора, който, чрез изменение на изходното си напрежение, довежда потокосцеплението и електромагнитният момент до желаните стойности.

Основният недостатък на прякото управление по момент са хистерезисните колебания на момента и потокосцеплението. При тези пулсации в движението може да се наруши точността на скоростта на двигателя. Това също така води до по-висок шум и хармонични загуби. Влиянието на пулсациите на момента и на потокосцеплението могат да се намалят като се използва пространствено-векторна модулация (SVM) [4].

От инженерна гледна точка представлява интерес да се изследва системата за пряко управление на електромагнитната сила при линеен асинхронен двигател, като се имат в предвид приликите и разликите му със стандартен асинхронен двигател.

Целта на настоящата статия е да се създаде и симулационно да се изследва работата на линеен асинхронен двигател, работещ по схемата на пряко управление на електромагнитната сила.

## 2. Динамичен модел на линеен асинхронен двигател

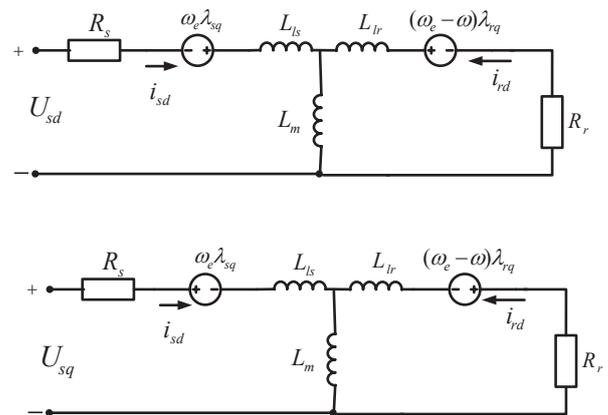
При съставянето на динамичен модел на линеен асинхронен двигател има редица сложности свързани със взаимната магнитна индукция между електричните величини между първичната намотка и слайдера (вторичната намотка) и отворената магнитна система на двигателя.

Поради тези особености преди да се пристъпи към описанието на динамичния модел на линеен асинхронен двигател трябва да се направят някои допускания.

Допусканията при съставянето на динамичен модел на линеен асинхронен двигател са:

- 1) Само статорните променливи могат да бъдат измерени (ток, напрежение);
- 2) Не се взема в предвид влиянието на краевите ефекти в аксиално направление;
- 3) Не се разглеждат явленията от триенето;
- 4) Захранването на първичната намотка на линейният асинхронен двигател е симетрично и балансирано;
- 5) Магнитната система на линейният асинхронен двигател е не наситена.

Анализът на динамичните процеси на линеен асинхронен двигател се извършва в d-q координатна система. В [5] и [6] е показан d-q електрически модел (фиг.1) на линеен асинхронен двигател без отчитане на краевите ефекти.



Фиг.1. Динамичен електрически модел на линеен асинхронен двигател в d-q координатна система

На фиг.1 има следните обозначения:  $R_s$  е активното съпротивление на първичната намотка;  $R_r$  - активното съпротивление на слайдера (вторичната намотка);  $L_m$  - намагнитващата индуктивност;  $L_{ls} = L_s - L_m$  - индуктивността на разсейване на първичната намотка, където  $L_s$  е индуктивността на първичната намотка);  $L_{lr} = L_r - L_m$  - индуктивността на разсейване на слайдера, където  $L_r$  - индуктивността на слайдера);  $i_{sd}$  - токът на първичната намотка по оста d ;  $i_{sq}$  -

токът на първичната намотка по оста q;  $u_{sd}$  - напрежението на първичната намотка по оста d;  $u_{sq}$  - напрежението на първичната намотка по оста q;  $\omega = (\pi / \tau) \cdot v_r$  - ъгловата скорост на слайдера, където  $v_r$  е линейната скорост на придвижване на слайдера, а  $\tau$  е стъпковото деление;  $\omega_e = 2\pi f_1$  - ъгловата скорост на първичната намотка, където  $f_1$  е честотата на захранване на първичната намотка;  $\lambda_{sd}$  - потокосцеплението на първичната намотка по оста d;  $\lambda_{sq}$  - потокосцеплението на първичната намотка по оста q;  $\lambda_{rd}$  - потокосцеплението на слайдера по оста d;  $\lambda_{rq}$  - потокосцеплението на слайдера по оста q;  $\lambda_m$  - потокосцеплението на въздушната междина.

Динамичните уравнения на линейния асинхронен двигател в d-q синхронна координатна система, разписани на базата на заместващите схеми, са показани на фиг.1, както следва:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_e \lambda_{sq} \quad (1)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_e \lambda_{sd} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - (\omega_e - \omega) \lambda_{rq} \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_e - \omega) \lambda_{rd} \quad (4)$$

Връзката между първичните и вторични токове и потокосцепленията може да се опише с уравненията:

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (5)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (6)$$

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (7)$$

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (8)$$

$$\lambda_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (9)$$

$$\lambda_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (10)$$

Електромагнитната сила се изчислява по формулата:

$$F_e = \frac{2}{3} \frac{\pi}{\tau} \frac{L_m}{L_r} \frac{P}{2} (\lambda_{rd} i_{sq} - \lambda_{rq} i_{sd}) \quad (11)$$

Уравнението на електрозадвижването при линейния асинхронен двигател има вида:

$$F_e = \frac{1}{M} \frac{dv_r}{dt} + F_L + Dv_r, \quad (12),$$

където:  $F_L$  - е външна съпротивителна сила;  $M$  - масата на слайдера (вторичната намотка);  $P$  - число чифтове полюси;  $D$  - коефициент на вискозно триене.

Динамичният модел на линейен асинхронен двигател се получава от уравненията (1-10) и има следният вид:

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sq} - \frac{\pi}{\tau} v_e i_{sd} - \frac{L_m \pi}{\sigma L_s L_r \tau} v_r \lambda_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \lambda_{rq} \quad (13)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} + \frac{\pi}{\tau} v_e i_{sq} + \frac{L_m \pi}{\sigma L_s L_r \tau} v_r \lambda_{rq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \lambda_{rd} \quad (14)$$

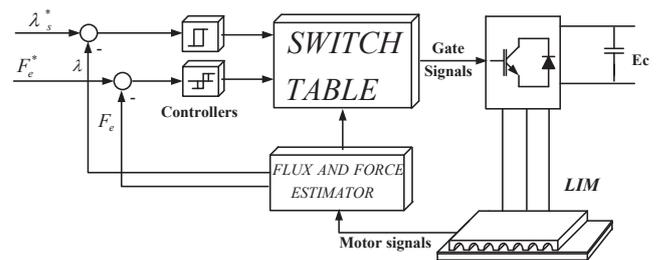
$$\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \frac{\pi}{\tau} (v_e - v_r) \lambda_{rd} - \frac{1}{T_r} \lambda_{rq} \quad (15)$$

$$\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} + \frac{\pi}{\tau} (v_e - v_r) \lambda_{rq} - \frac{1}{T_r} \lambda_{rd} \quad (16),$$

където:  $T_r = L_r / R_r$  е времеконстантата на слайдера;  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$  - коефициент на разсейване.

### 3. Пряко управление на електромагнитната сила

Схемата, по която се предлага да се управлява пряко електромагнитната сила, е показана на фиг.2.



Фиг. 2. Принципно схемата на пряко управление на електромагнитната сила

Стойностите за оценка на напреженията и токовете в статора в d-q координатна система при директно управление на електромагнитната сила имат следният вид:

$$\vec{U}_{ds}^e = R_s \vec{i}_s^e + L_s \frac{d\vec{i}_{ds}^e}{dt} \quad (17)$$

$$\vec{U}_{qs}^e = R_s \vec{i}_{qs}^e + L_s \frac{d\vec{i}_{qs}^e}{dt} \quad (18),$$

където с горен индекс "e" са показаните оценящи стойности.

Изразите  $L_s \frac{d\vec{i}_{ds}^e}{dt}$  и  $L_s \frac{d\vec{i}_{qs}^e}{dt}$  представляват измененията на статорните потокосцепления по осите d-q. Следователно, уравненията (17) и (18) могат да се запишат в следният вид:

$$\vec{U}_{ds}^e = R_s \vec{i}_{ds}^e + \frac{d\vec{\lambda}_{ds}^e}{dt} \quad (19)$$

$$\vec{U}_{qs}^e = R_s \vec{i}_{qs}^e + L_s \frac{d\vec{\lambda}_{qs}^e}{dt} \quad (20)$$

Решавайки уравнения (19) и (20) относно потокосцепленията се получава:

$$\vec{\lambda}_{ds}^e = \int (\vec{U}_{ds}^e - R_s \vec{i}_{ds}^e) dt \quad (21)$$

$$\vec{\lambda}_{qs}^e = \int (\vec{U}_{qs}^e - R_s \vec{i}_{qs}^e) dt \quad (22)$$

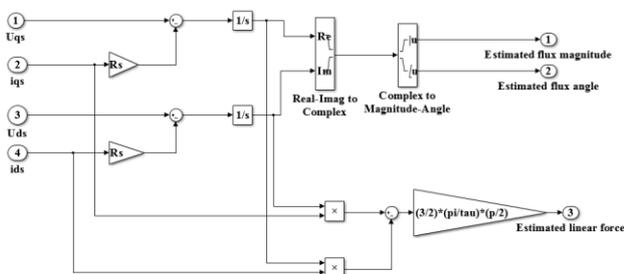
Уравненията (21) и (22) показват, че статорното потокосцепление може да се оцени чрез измерване на статорните токове по осите d-q.

При известни стойности на статорните потокосцепления и токове се изчислява стойността на електромагнитната сила по формулата:

$$F_e^e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \frac{P}{2} \begin{pmatrix} i_{qs}^e \lambda_{ds}^e - i_{ds}^e \lambda_{qs}^e \end{pmatrix} \quad (23)$$

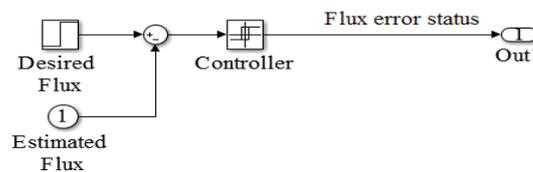
#### 4. Симуляционно моделиране на системата за пряко управление на електромагнитната сила в Simulink среда

Симуляционният модел, показан на фиг.3, е построен на по уравненията (21), (22) и (23).



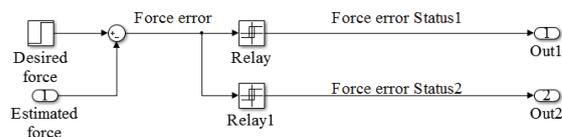
Фиг. 3. Симуляционен блок за изчисление на потокосцеплението и електромагнитната сила

Очакваното статорно потокосцепление се колебае около зададената стойност на потокосцеплението. Текущото потокосцепление се колебае в зависимост от ширината на хистерезесната зона, което фактически се явява допустима грешка в зависимост от ширината на хистерезисната зона. Симуляционният блок реализиращ контролера на потокосцеплението е показан на фиг.4.



Фиг. 4. Симуляционен блок на контролера по потокосцепление

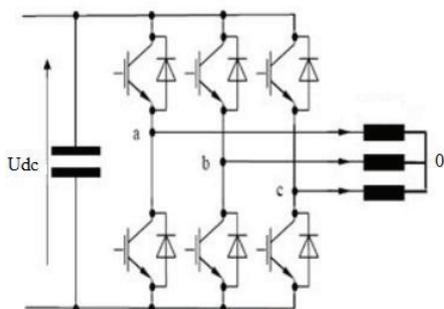
В [4] е показано, че електромагнитната сила е синусоидална функция на ъгъла между статорните и роторни потокосцепления. Симуляционното реализиране на контролера на електромагнитната сила е показано на фиг.5.



Фиг. 5. Симуляционен блок на контролера на електромагнитната сила

Статорният поток се променя бързо при което  $\theta_{sr}$  ще се изменя бързо. Това предизвиква изменение на електромагнитната сила. Следователно векторите на инвертора на напрежението трябва да бъдат правилно подбрани, за да се постигне добра динамика.

За да се получи желаното статорно потокосцепление се прилага векторната модулация. На фиг.6 е показан източник на напрежение на инвертора, който захранва трифазен асинхронен двигател. Инверторът преобразува постоянното напрежение в променливо напрежение с помощта на силови полупроводникови елементи (например IGBT).



Фиг.6. Принципна схема на инвертора

За да се опрости анализа се пренебрегва активното съпротивление на трифазната намотка, т.е.  $R_s = 0$ . Потокосцеплението в трите фази може да се изрази чрез уравнението:

$$\vec{U}_s = \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (26)$$

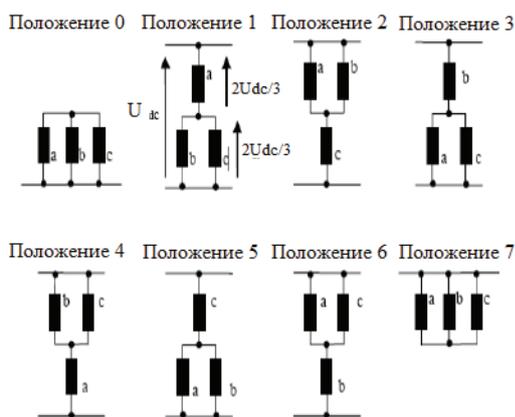
Формула (26) може да се запише чрез крайни нараствания, като:

$$\Delta\vec{\lambda}_s = \vec{U}_s \Delta t \quad (27),$$

където  $\vec{U}_s$ ,  $\vec{\lambda}_s$  са статорното потокосцепление и напрежение.

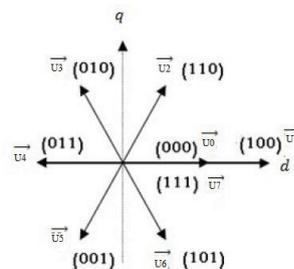
От (27) следва, че статорното потокосцепление е пропорционално на статорното напрежение.

На фиг. 7 са показани възможните положения на източникът на напрежение чрез включвано/изключено положение на IGBT.



Фиг.7. Принцип на работа на инвертора

От фиг.7 се вижда, че има осем положения на превключване. При две от тях има нулево напрежение и следователно нулево потокосцепление. Това може да се илюстрира с вектори, както е показано на фиг.8.

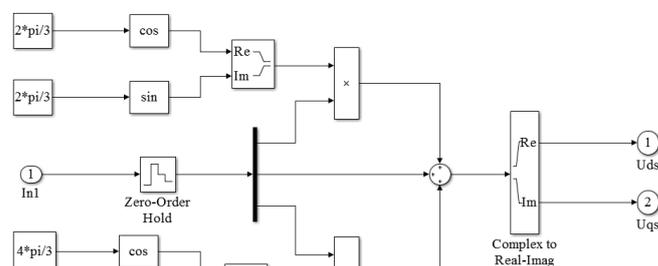


Фиг.8. Изходно напрежение на инвертора

Наличието на изходно напрежение на инвертора се отбелязва с 1, а отсъствието на напрежение с 0. Ако с  $S_A, S_B$  и  $S_C$  се отбележат комбинациите на включване и изключване, то статорното напрежение може да се изрази по следния начин:

$$\vec{U}_s = \frac{2}{3} U_{dc} \left( S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (28)$$

Формулата (28) може да се реализира в Simulink среда, както е показано на фиг.9. Изходните напрежения са  $U_{ds}$  и  $U_{qs}$  са тези, които захранват линейният асинхронен двигател.



Фиг.9. Система за преобразуване на трифазното напрежение в двуфазно

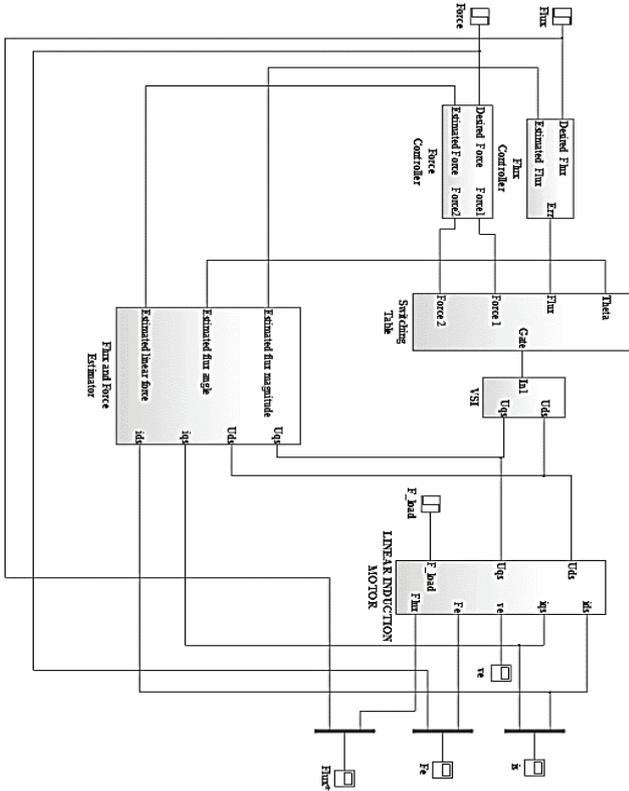
Цялостният Simulink модел на директно управление на електромагнитната сила е показан на фиг. 10.

### 5. Симулационно изследване

За верификация на предложения модел се използва симулационната програма Simulink.

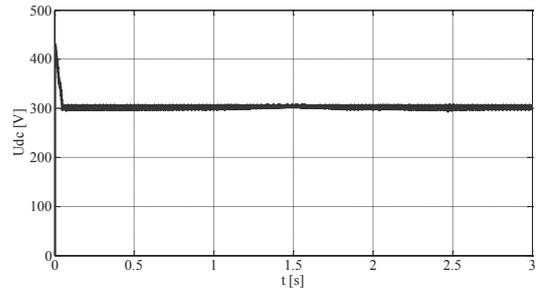
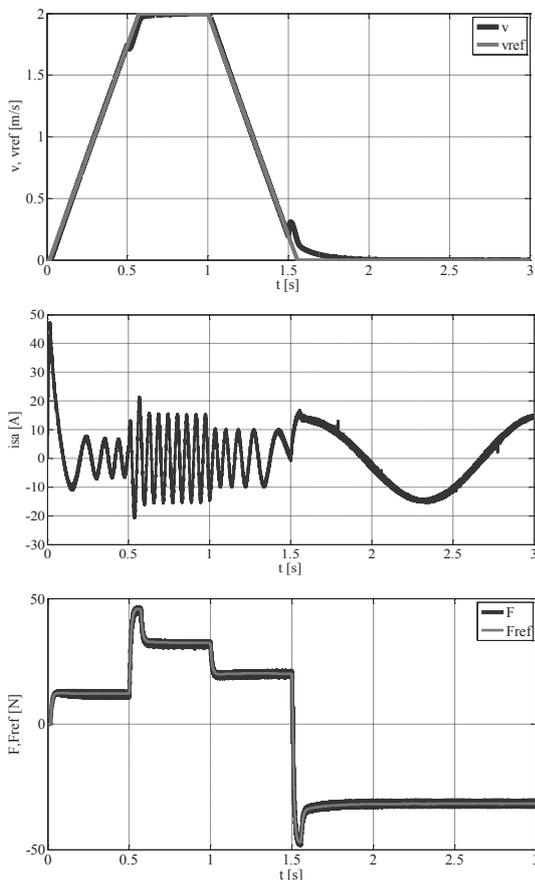
Изследваният двигател има следните параметри:

$$\begin{aligned} R_s &= 1,19 \Omega; & R_r &= 1,04 \Omega; \\ L_m &= 5.5 \text{ mH} & L_s = L_r &= 1,759 \text{ mH}; \\ M &= 20 \text{ kg}; & P &= 2; & U &= 380 \text{ V}; & f &= 50 \text{ Hz}. \end{aligned}$$



В резултат на симулацията се получават следните резултати, показани на фиг. 11.

Фиг. 10. Симуляционен модел на системата за пряко управление на електромагнитната сила при линеен асинхронен двигател



Фиг.11. Симуляционни резултати

### 6. Извод

От направените изследвания се вижда, че при системата за пряко управление на електромагнитната сила, скоростта на слайдера следва зададената скорост към системата, а електромагнитната сила следва зададеното натоварване на електрозадвижването.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Kazmierkowski, M. P. et al: Review of Direct Torque Control Methods for Voltage Source Inverter-Fed Induction Motors, Conf. Rec. IEEE-IAS, pp. 981–991, 2003.
2. Grabowski, P. Z. et al: A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive, IEEE Trans. On Industrial Electronics 47 No. 4 (2000), 863–870.
3. Marino, P. et al: A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor, in Proc. IEEE Porto Power Tech conference PPT'01, September, Porto, Portugal, 2001.
4. Senthil U. et al: Hybrid Space Vector Pulse Width Modulation Based Direct Torque Controlled Induction Motor Drive, Proc in conf. Rec. IEEE-IAS, pp. 1112–1117, 2003.
5. R. Krishnan: Electric motor drives: modeling, analysis, and control., Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2001, vol. 1
6. E. Da Silva, E. Dos Santos, P. Machado, and M. De Oliveria: "Vector control for linear induction motor," Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference IEEE, 2003, pp. 518–523.

УХТ, гр. Пловдив-4002, Технически факултет, Катедра АИУТ;  
e-mail: bojmarkov@abv.bg



## STABILIZATION OF GRIDS WITH SIGNIFICANT CONTRIBUTION OF RENEWABLE ENERGY SOURCES

FRANTISEK ZEŽULKA, PETR MARCON, ONDREJ SAJDL, IVO VESELY, ZDENEK BRADAC

**Abstract:** *Contribution deals with modelling of smart grid with significant ratio of renewable energy sources. The physical model of an integrated smart grid – smart metering system (SEM) enables modelling of different control strategies. Due to the Energy Efficiency Directive of EU Commission, Article 15.8, authors have applied the Demand response principle for demonstration of advantages of the dynamic rates for not only financial profit for individual small energy consumers, but as well as for the stability of smart grids with significant ratio of renewable energy sources.*

*In the contribution there are specified technical solution of the smart grid part of the SEM, a simulated smart metering subsystem, a principle of modelling of remote energy sources, a principle of utilization of information from weather forecast for smart grid control and a way how to integrate the demand response idea into the grid control strategy..*

**Key words:** *renewable energy source, smart metering, smart grid, dynamic rate, demand response*

### 1. Introduction

Recent development in renewable energy sources is a reality. Therefore it is needed so that the society accepts this development and will be able to adapt its energy policy to these sources that don't exhaust non - renewable natural energy sources. It requires a greater adaptability and willingness to change existing style of thinking from the side of official authorities, professional associations as well as from the side of specialists from the energy branch. An example of the small and non - sufficient adaptability of specialists from the energy production and distribution branch is an approach to the Energy Efficiency Directive of EU Commission, Article 15.8. This directive of the EU Commission deals with the issue Demand side Response of energy consumption, shortly Demand Response principal (1).

Authors are convinced, that a great part of colleagues from the energy branch and a great part of the public had not read that directive and are not familiar with it at all. But according information from the USA each small energy consumer could financial profited if the Demand Response system would be realized in his country. The aim of this contribution is therefore to present a model, which demonstrates this principle and shows possibilities

how to use the principle and what is needed to its realization and which profit for individual consumers as well as for the national energy could be achieved.

In the contribution there is presented a system Smart Energo Model (SEM), what is in principle a physical simulator of a smart grid, supplemented by a model of a smart metering subsystem. In the upper control layer there is implemented the Demand Response principle. Shortly the Demand Response principle is the distributed control system of energy consumption that uses for the energy control commands from a central supervisor station as well as from energy consumers. Authors show (2), that such a system could contribute not only to financial profit of small energy consumers, but as well as to a higher stability of grids with significant ratio of renewable energy sources in case, that a dynamic rates for energy will be implemented. System Demand response legalizes only this idea and specifies the dynamic rates as the main motivation tool for cooperation of energy producers and distributors on one side and energy consumers on the other side.

In the contribution there is described firstly the physical model of the smart grid with significant ratio of renewable energy sources and its HW

solution. In the part of control algorithms there is applied the demand response principle. The function of the SEM enables to demonstrate the influence of demand response principle on the stability of SEM.

## **2. Demand side response the energy consumption**

### **2.1. Definition of Demand Response (DR) (1)**

Demand side response (1) are programs and activities designed to encourage consumers to check their Electricity Usage Patterns including timing and level of electricity demand, covering all load shape and customer objectives. Demand Response includes time of use and dynamic rates or pricing, reliability programs such as direct load control of device and instantaneous interruptible load, and other market options for demand changes, such as demand side bidding's resources. This enables customers to consume more electricity when the large amounts of wind generation are available for example, and whole sale prices are low.

Demand Response (DR) includes loads, storages, as well as distributed (behind the meter) generation; the latter includes emergency (back - up) generation and/or cogeneration (CHPs). It normally enables a reduction in load, but in fact, can act as a flexible resource either decreasing or increasing consumption, as may be needed for certain balancing services or for the deployment of intermittent resources. This enables customers to consume more electricity when large amounts of wind generation are available for example, and wholesale prices are low.

The European Commission has demonstrated strong support for Demand Response. This is reflected in The Third Energy Package, which requires network operators to take the potential of Demand Response and energy efficiency into account when planning system upgrades. Article 3.2 in (1) also states "In relation to security of supply, energy efficiency/demand side management and for the fulfilment of environmental goals and goals for energy from renewable sources, Member states may introduce the implementation of long term planning, taking into account the possibility of third parties seeking access to the system. This language has now been strengthened further within the Energy Efficiency Directive (EED).

### **2.2. Regulatory requirements for Enabling Demand Response**

The organization SEDC of a lot of EU firms and organizations worked out 10 guidelines for enabling Demand Response participation, in the

wholesale, balancing and other system services markets (1). These have been categorized into four criteria:

- 1) Enabling consumer participation in Demand Response.
- 2) Create products.
- 3) Develop measurement and verification requirements.
- 4) Ensure fair payment.

### **2.3. Specification of 10 guidelines for enabling Demand Response**

The 10 guidelines correspond to the fourth criteria as following roles:

#### **Criteria one: Enabling consumer participation in Demand Response**

Rule 1: The participation of aggregated load should be legal, encouraged and enabled in any electricity market where generation participates.

Rule 2: Consumers should have the right to contract with any demand response service provider of their choosing, without interference.

Rule 3: National regulators and system operators should oversee the creation of streamlined, simple contractual and payment arrangements between retailers, BRPs and aggregators. These should reflect the respective costs and risks of all participants.

Rule 4: The aggregated pool of load must be treated as a single unit and the aggregator be allowed to stand in the place of the consumer.

#### **Criteria two: Create Products**

Rule 5: Create standard products that allow a range of resources to participate, including demand side resources.

#### **Criteria three: Measurement and Verification**

Rule 6: Establish appropriate and fair measurement and communication protocols

Rule 7: Ensure Demand Response services are compensated at the full market value of the service provided

Rule 8: Create market structures which reward and maximize flexibility and capacity in a manner that provides investment stability

#### **Criteria four: Payment and risk**

Rule 9: Penalties for noncompliance should be fair and should not favor one resource over the other

Rule 10: Create and enforce requirements for market transparency within the wholesale and

situated near the remote energy source to measure its power  $P_i$ .

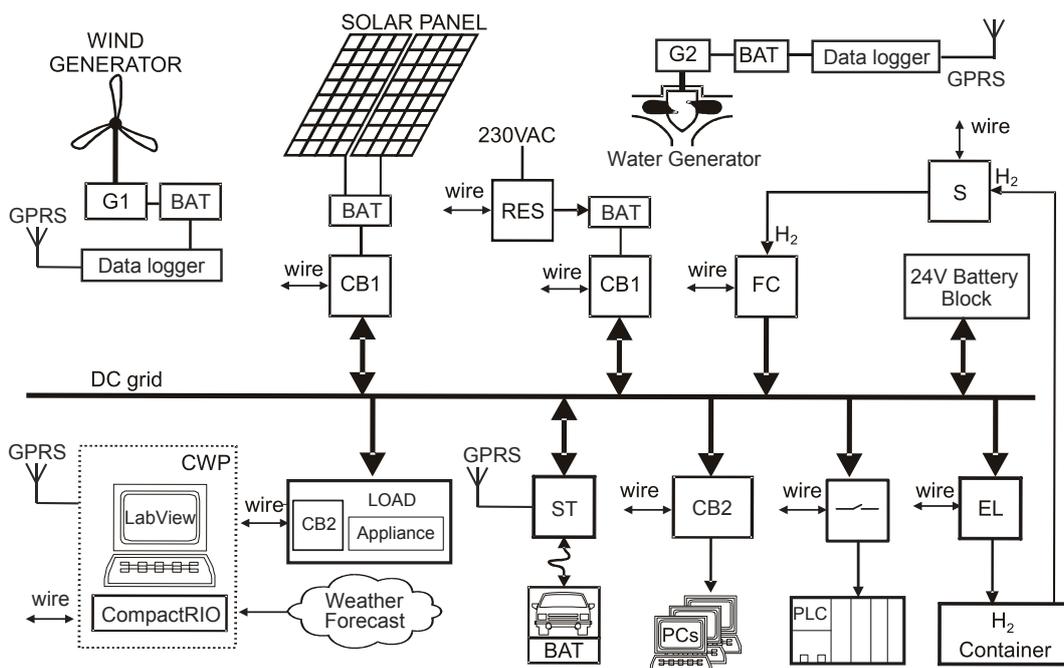


Fig. 1. Diagram of the SEM

The thick lines in the Fig. 1 represent material and energy flows, dashed lines represent wireless communication links. Each power control device (CB1, CB2, RES) communicates with the Central control station (CCS) physically through input / output circuits via wired connections in

balancing market

### 3. Technical specification of the smart energy model

Smart Energo Model (SEM) is a HW integration of a laboratory smart grid, a simulated smart metering system and a physical simulator of energy consumption. The system SEM is depicted in the Fig. 1.

Small power plants utilizing renewable energy sources are connected to a grid. Some of these power plants are placed within the Laboratory of Automation, where the SEM is located (3). Firstly, there is a PV panels, which are situated on a roof of the building. Other plants must be placed in other locations from practical reasons (4). Electrical energy (power) of these remote energy sources is produced and measured far from the Laboratory of Automation and the measured data of the power and this information are translated via wireless datalogger to the central control station of the SEM.

The physical equivalent of the energy produced in remote power plants is physically simulated by the controlled power box RES, which is situated in the laboratory of Automation (Fig. 1) and connected into the SEM by means of the boxes CB1 (Fig. 2). The RES box is controlled by a Compact RIO control system according the information from wireless datalogger which is

the laboratory. These non-power control connections are not indicated in Fig. 1 for better clarity of the Fig. 1.

The Compact RIO controls flows of energy from different energy sources and control the energy consumption as well. This CCS system can determine the power from different resources simulated power plants. The SEM has to work according the “energy law”

$$\sum P_i = 0, i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

Where  $P_i$  is a power delivered by a power source or consumed by appliance.

The remote resources supplying energy to SEM (simulated by the RES) are wind and water turbine, the really physical power plants connected physically to the grid are the fuel cell and solar panels. Each of resource supplies the SEM with approximately 200 - 300 W peak. Given the simplicity of physical realization, safety experiments and low cost, the SEM works with 24 V DC of the energy excesses are stored in electric car batteries. The designed SEM has at its disposal number of batteries for an each individual power source instead of large centralized battery storages. Although the storage of electrical energy into hydrogen seems to be a less promising, a hydrogen

fuel cell (FC) (one metal-hydride container as a hydrogen storage) will be integrated into the SEM. in order to realize a. peak energy source (5).

The energy consumption from the grid is controlled by the Compact RIO control system and by the CB2 box.

The described smart grid part of the SEM is connected with the smart metering one (6). The smart metering and consumption control represents a typical small energy consumer who will participate in the smart energy system utilizing demand response principals. Depending on the cost of energy the individual consumer in cooperation with the central control station will switch on or

exception of PV source and the fuel cell). The battery of the RES has to be connected with the grid via developed control block CB1 which is directly physically connected to the SEM.

Control block CB1 (2) is a controlled bidirectional power switcher. It enables pump a power from and to the grid because of the equation. (1).

Control block CB1 consists of a controlled DC / DC converter for voltage adjustment (upward) and the power from local 12V batteries (which can be 8 to 14 V DC according a current recharge level). Based on information from the meter (IS) the Compact RIO in the CCS control system regulates a

*Table 1. Energy consumption of appliances per day*

Appliance	Power[kW]	Hour in day			Runtime [min.]	Frequency per day
		0	1			
Washing mashine	3	0	0	0	150	1
Dishwasher	1,5	0	0	0	72	0
Fridge	0,5	1	1	1	10,2	24
Freezer	0,5	1	0	0	7,5	12
Oven	2,5	0	0	0	120	0
Iron	0,7	0	0	0	120	0
TV1	0,2	0	0	1	60	4
TV2	0,15	0	0	0	60	5
Radio	0,02	0	0	0	90	2
PC	0,25	0	0	1	60	14
Notebook	0,07	0	0	1	60	4
Light 1	0,04	0	0	1	5	7
Light 2	0,06	0	0	1	60	3
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

switch off big electrical appliances in the household or in general “control” their consumption.

**3.1. Communication and Control devices and instrumentation of the Smart Energo Model (SEM)**

The data transfer from the remote energy sources is realized with a GSM data logger. Power meters of these sources are located near the water and wind power plant and instant power data is transmitted wirelessly (GPRS) to the central control station (CSS) with Compact RIO. The laboratory uses wired connection - RS 232 (RS 485) or Ethernet – among each controlled power controller (CB1) and control appliance blocks (CB2).

Physical model of all remote renewable energy sources (RES) is simulated with the QPX 1200 SP 1200W DC Power Supply which represents a common physical source (with the

voltage and controls the CB1 power supplied into the SEM. This power corresponds with power of the remote energy source or from the PV panels.

For a case when the energy supplied to the SEM is greater than a total consumption of the SEM, an each current regulator (CB1) is equipped with a controlled battery charger SE. According to the chosen algorithm, the SEM is charging batteries with controlled power until a selected recharge level is reached.

Another physical SEM source is a fuel cell (FC). The fuel cell (FC) is connected via its own voltage regulator and a power regulator to the SEM.

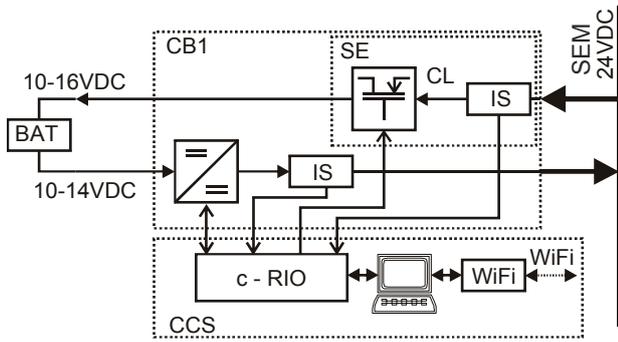


Fig. 2. Diagram of controlled power controller CB1

3.2. Control system of consumption

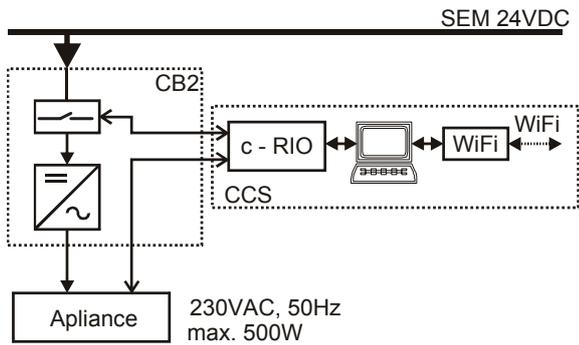


Fig. 3. Control unit CB2 of appliance

In the Fig. 1 there is shown what can be involved in the controlled system consumption. Firstly it is the instrumentation of the laboratory - programmable Logical Controllers (PLCs), with the 24V DC supply, therefore, they are connected via CB1 (DC/DC converter). After that it is lot of PCs, which are connected via non-controlled DC/AC converter and in the future we plan to design, realize and connect a model of an e-car supply station ST. The last one will be equipped by a controlled double current direction ST to have a possibility not only to charge e-cars batteries, but also to take energy from e- car batteries in case of energy deficiency in the grid.

For purposes of the promised main aim of the contribution – the Demand response idea demonstration - the Controlled system of consumption is equipped by a control load device the STARTRON Electronic Load Type 3229 (LOAD), which enables more than 50A load on the 24V. The Electronic Load is controlled by the CCS according a smart control algorithms and enables physical simulation of the all energy consumption of simulated typical small energy consumer(s).

4. Control strategy of the CCS

CSS has several functions. Firstly it is establishment, assessment and saving of the

wireless communication with dataloggers of remote energy sources (water and wind turbines), next the communication among devices connected physically with the grid (CB1, CB2, EL and the hydrogenous network and the RES simulator). The other function of the CCS is a control of the grid according eq. (1) in real time. Next function is receiving and assessment of data from internet servers of weather forecast, assessment data in a predictive module of the control program and generation of appropriate action of CB1, CB2, LOAD. Next function of the CCS is data acquisition from the smart metering subsystem in order to correct the table of the expected and planned energy consumption and use the information about the dynamic tariff. Due to it, that in SEM we can free apply a dynamic tariff, the logical algorithm for the dynamic tariff is applied: the more energy is in the grid, the lower tariff. And it is a real application of the demand response principal, while it has sense for consumers to move energy consumption of bigger appliances into the time of lower tariff. The predictive algorithm and on-line data processing of the actual as well as future amount of energy in the grid utilize information from weather forecast and enables a smart strategy of small consumers as well as center of producers and distributors.

The hierarchical structure of the control SW is in the Fig. 4.

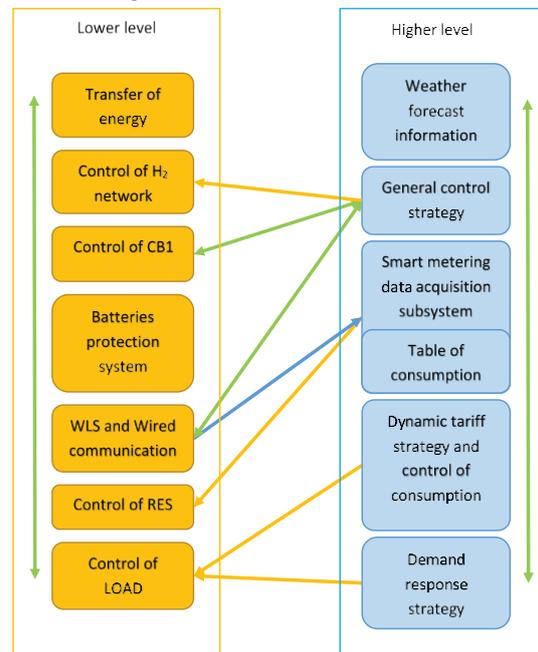


Fig. 4. Structure of the SEM control and data acquisition

For modeling purposes of the demand response principle was defined a table of energy consumption of a typical household Tab 1, where are values of expected (requested) consumption

during one typical day. According to the Tab.1 the control algorithm of the CCS gives into the eq. (1) values of the immediate consumption and of the amount of energy which will be requested in longer period. The algorithm also defines the tariff (from the immediate as well as predictive lack or access of energy in the grid) and switch on or switch off the appliances. Instead of the smart metering subsystem which is not realized in the SEM, the Tab.1 is used.

In the next period of the SEM development the smart metering model will be realized including distributed smart electrical sockets and a central smart meter. This system will enable correction of the Tab.1 by actual as well as historical data about the consumption or a total replacement of the Tab.1 by real – time information from the smart metering subsystem.

### 5. Conclusion

Paper shows physical realization of the smart grid model (SEM). The SEM is a model of smart grid with significant deal of renewable energy sources combined with intelligent control due to information from a smart metering subsystem. There are connected the simulator RES of remote energy sources (water and wind turbines), PV panels, the fuel cell, the electrolyzer in the SEM. The SEM enables modelling of different strategies of the grid control and application and demonstration of the demand response principle. The energy consumption is physically simulated by a controlled load (LOAD). The control system of the SEM has two levels and is realized by the Compact RIO control system. The control SW is programmed in LabView. The low level control system provides firstly protection of batteries, control of grid devices (CB1, CB2, RES) and control of the energy flow from local to the central batteries and vice versa. The higher control level utilizes information from internet server, due to the demand response principle defines the dynamic rates and according the energy score in the grid and requested consumption data from the Tab.1 (applied instead of a physical smart metering model) controls the energy consumption. Authors plan to realize a physical model of a full smart metering subsystem in a near future.

### 6. Acknowledgement

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I program (project No. LO1210).

### REFERENCES

1. Smart Energy Demand Coalition. (2014). *Mapping Demand Response in Europe Today*. Retrieved January 25, 2015, from [http://sedc-coalition.eu/wp-content/uploads/2014/04/SEDC-Mapping\\_DR\\_In\\_Europe-2014-0411.pdf](http://sedc-coalition.eu/wp-content/uploads/2014/04/SEDC-Mapping_DR_In_Europe-2014-0411.pdf)
2. Bradáč, Z., Zezulka, F., Marcoň, P., Szabó, Z., Stibor, K. Stabilisation of low voltage distribution networks with renewable energy sources. *In Programmable devices and systems*. Programmable devices and systems. Velké Karlovice: Elsevier B.V., 2013. s. 455-460. ISBN: 9783902823533. ISSN: 1474-6670.
3. Zezulka, F., Bradáč, Z., Sajdl, O., Šembera, J. Experimental Smart Grid. *In Proceedings of 11th IFAC/ IEEE International Conference on Programmable Devices and Embedded Systems*. Brno: IFAC-PapersOnLine / Elsevier, 2012. s. 1-6. ISBN: 978-3-902823-21-2.
4. Marcoň, P., Roubal, Z., Zezulka, F., Szabó, Z., Sajdl, O., Stibor, K. Energy Sources for an Experimental Electrical Network: PV Panel and Micro- Hydroelectric Power Plants. *In Programmable devices and systems*. Programmable devices and systems. Velké Karlovice: Elsevier B.V., 2013. s. 449-454. ISBN: 9783902823533. ISSN: 1474- 6670.
5. Veselý, I., Zezulka, F., Šembera, J., Sajdl, O. Problems of energy saving in Electrical Experimental Network/ Smart Grid. *In Advanced Batteries Accumulators and Fuel Cells - 13th ABAF Book of Proceedings*. 2012. s. 1-8. ISBN: 978-80-214-4610- 6.
6. Bradáč, Z., Zezulka, Z., Sajdl, O., Veselý, I., Šír, M. Smart Grid - Smart Metering System. *TechSys 2009 Internationa Conference Engineering, Technologies and Systems*, 2013, roč. 2013, č. 19, s. 329-333. ISSN: 1310- 8271.

Center for Research and Utilization of  
Renewable Energy, Brno University of  
Technology  
Adress: Technická 3082/12, Brno 61600,  
Czech Republic  
E-mail: zezulka@feec.vutbr.cz  
E-mail: macron@feec.vutbr.cz  
E-mail: sajdl@feec.vutbr.cz  
E-mail: veselyi@feec.vutbr.cz



## REMOTE MEASUREMENT AND PERFORMANCE MODELING FOR SMART GRID

ZDENEK ROUBAL, PETR MARCON, ZOLTAN SZABO, ONDREJ SAIDL, IVO  
VESELY, FRANTISEK ZEZULKA

**Abstract:** *This paper discusses the sensing of physical variables used in smart grid power modeling. In the applied distant power sources, we measured the interdependence between physical variables such as lighting (in the photovoltaic power plant) and water level (in the hydroelectric power plant). The data were transferred via a DA4 datalogger, which used the GPRS; the data represented physical variables stored in an SQL database. In our 24 V smart grid, the power obtained from a power source was measured. The module designed for accurate power measurement included an analog multiplier, and it was powered – together with the datalogger – by a small photovoltaic panel. Functionally, the module was directly connected with a cable to a PC hosting the Compact Rio program. The last of the renewable energy sources utilized was a battery-powered, self-charging wind power plant.*

**Key words:** *Experimental energy network; photovoltaic power plant; micro-hydropower plant; modeling; smart grid.*

### 1. Introduction

The distant power source experiments were performed using an experimental energy network (E.E.N.) formed within the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CRURE). The obtained energy was measured on the spot, directly or indirectly, and transmitted via a DA4 datalogger and the GPRS to an SQL database. The values accumulated in the database were subsequently processed by CompactRIO and employed during the laboratory simulation. For correct modeling of the performance, we placed sensors in the given locations and measured the power transfer characteristics of the applied renewable sources [1].

### 2. Configuration

Small power plants utilizing renewable energy sources are connected to a grid. Some of these plants are shown at the Laboratory of Automation, Brno University of Technology, where the E.E.N. is located. A PV panel and a small wind power plant are situated on the roof of the building; the hydropower plant, however, is located elsewhere for practical reasons. A hydrogen fuel cell will be connected to the smart grid in the nearest future. The electric energy produced by these remote sources is materialized and connected into the E.E.N. by means of RES (Remote Energy

Sources) boxes, see the Appendix. Each RES box is controlled by the CompactRIO and LabView control systems according to the information provided by the GPRS wireless data logger situated near the remote source to measure its power  $P_i$ .

The resources supplying the E.E.N. are a wind and a water turbines, a fuel cell, solar panels, and possibly other renewable elements (such as a gas turbine). Each of these items supplies approximately 200 - 500 W peak to the E.E.N. Given the simplicity of the physical realization, the safety experiments, and the low cost, the E.E.N. works with 24 V DC.

The authors are convinced that this simplification is acceptable for most variants of the control algorithm in the smart grid design methodology. In this context, one of the objectives is to develop a strategy for switching and controlling the amount of energy supplied by the varied energy sources. Within the development of such a strategy, it will be necessary to consider consumption fluctuations and stochastic changes in the wind, sunshine, and partly also the water flow. The designed E.E.N. is equipped with a number of batteries for each individual power source; however, the introduction of centralized battery storage is proposed. Although the storage of electric

energy in the form of hydrogen does not seem to be a promising approach, a hydrogen fuel cell (FC) (one metal-hydride container as a form of hydrogen storage) will be integrated into the E.E.N. in order to materialize a source of peak energy.

Personal computers physically connected via simple DC/AC converters without the need for strict adherence to the phasing and frequency constituted an important portion (appliance) of the E.E.N. Other appliances so connected to the E.E.N. included heaters, car battery charges, and also electrolyzers (EL) as a backup to store the energy produced by overgeneration. The energy consumption is controlled by the CompactRIO/LabView control systems and the Control Block (CB2), see the Appendix. At this point, the researchers simplified their situation: to switch and control the sources into a common energy grid, the CB2 controls the current (and power) only because the E.E.N. is a DC grid. The authors assume that the optimal control strategy, developed for the DC E.E.N., will be adequate to that commonly developed for a three-phase AC grid, where the resources are connected and synchronized at the same frequency and phasing. The reason for such assumption consists in the fact that the control of each energy source frequency and its proper phasing is a standard question and a standard technical solution of each AC energy source. These features do not correspond with the higher strategic algorithms of distribution, production, consumption, and optimality (the time optimum, and the energy and fuel optimal real time control) of the grids in general. Hence, such strategic algorithms to be developed, simulated, and evaluated in experiments with the E.E.N. will be appropriate for any other smart grid.

### 3. Monitoring

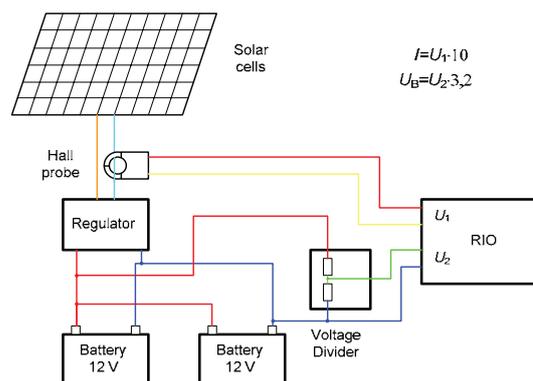
Two solar panels with the total power of 360 Wp were installed on the roof of the central laboratory building; these devices supply the experimental Smart Grid. The solar panels are manufactured by Solartec, which also delivers the battery charging regulator.

The applied four lead-acid batteries exhibit the total capacity of 120 Ah. They are connected in parallel and provide the total voltage of 12 V when charged. If the solar panel voltage is higher than that of the batteries, the regulator will initiate the charging cycle. The regulator includes overvoltage protection; if the batteries are fully charged, the cycle is terminated. The device is shown in Fig. 1.



**Fig. 1.** The battery charging regulator of the solar power plant.

Generally, the regulator facilitates the recording of the charging current and battery voltage from the USB interface. However, the value of the current did not correspond to reality, and we had to create a module to measure the current at the input and the voltage at the output of the regulator. The related block diagram is indicated in Fig. 2.



**Fig. 2.** The solar cell system: power measurement.

In the previous phases of solar cell modeling [2], the solar power plant source and the supplied power values were measured in remote laboratories; in the current system, the power station is connected directly to the grid, and this arrangement enabled us to find the transfer function between the power and the lighting. The solar cells with the applied photometer are shown in Fig. 3, and a detailed view is presented in Fig. 4.

Fig. 5 indicates the dependence of both values (LUX Solar) in winter, on the morning of 15 March, 2014. The main problem we had to face was the cloudy weather and low angle of the solar rays illuminating the cells. The transfer function is linear, and it is shown in Fig. 6.



Fig. 3. The solar cells and the photometer.



Fig. 4. The solar cells and the photometer.

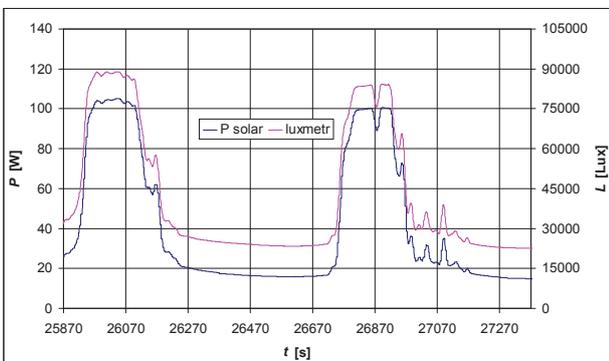


Fig. 5. The relationship between the lighting and the power provided by the solar cells.

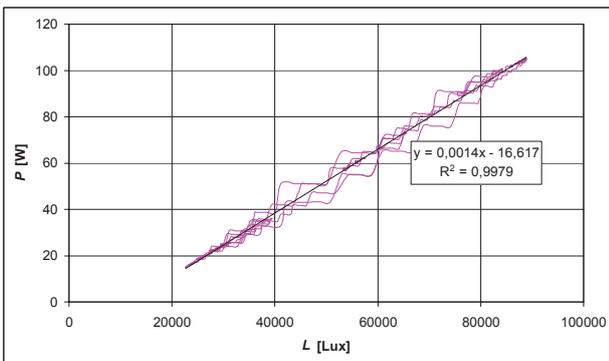


Fig. 6. The transfer function between Solar power and lighting

A problematic aspect lies in the spectral characteristics of the photometer; within the planned research, we will use an irradiation sensor with the same spectral characteristics as the monocrystalline solar cells (Fig. 7). This sensor is manufactured by Solartec.



Fig. 7. The Solartec irradiation sensor.

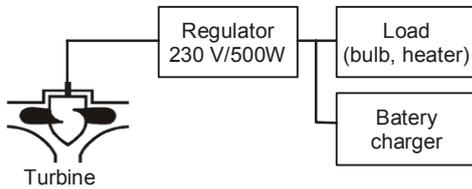
#### 4. Hydropower monitoring

To enable on-line monitoring of the voltage in the battery positioned in the research laboratory, we used a DA4 datalogger placed in a telephone pillar. This datalogger included a SIM card, which sent the data to a CRURE server via the T-Mobile GSM network operator [3]. From this server, the data were resent to the central system server of the provider. This CRURE-based system allowed us to observe the electrical variables in a solar panel. The acquired information was used to simulate the solar panels in the experimental smart grid. We utilized the power supply of 80V/50A (Fig. 7) controlled through Labview. In the measuring intervals, we established the water level and the voltage of the datalogger supplied from a small solar panel. Thus, it was possible to model the behavior of a solar panel in the smart grid. The selected time interval was chosen as a compromise between the real (simulated) hydropower plant and the cost of the data transfer. The sensing of this variable was realized by means of an auxiliary CIO unit with 10V analog voltage inputs.

In addition to the solar-powered unit, a micro-hydropower plant has also been included in our E.E.N. This plant, located 120 km from our laboratory, is capable of generating the maximum power of 350 W. For the modeling of the E.E.N., it is very important to monitor the performance of the hydroelectric plant. The performance depends on the amount of water in the weir used as the water source for the hydropower unit; this amount is proportional to the overall level of water in the weir.

Fig. 8 shows the general structure of the hydropower plant. The main part of the station is a hydroelectric turbine (Fig. 9), which generates energy in the form of an electric field. The energy produced by the turbine is fed to a regulator, which should keep the harmonic network voltage at 230 V

and maintain the frequency of 50 Hz. It is possible to connect a load (and also a charger) to the output of the regulator. The function of the charger is to charge the 12V battery of the datalogger transmitting to an SQL server the data related to the water level and the current output power value.



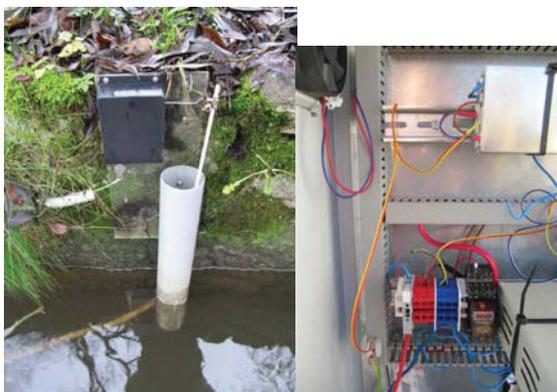
**Fig. 8.** A block diagram of the hydroelectric unit.

The measurement was performed at the small hydroelectric station shown in Fig. 10. Our aim was to determine the conversion characteristics between the water level in the weir and the corresponding actual output power.



**Fig. 9.** The hydroelectric plant weir.

The switchboard cabinet comprising the hydropower plant regulator and a load was completed with a water level measuring module, a power meter, and a voltmeter for the non-harmonic waveform.



**Fig. 10.** The water level sensors (left) and the measurement module (right).

## Conclusion

The paper presents the output power characteristics of a photovoltaic and a hydroelectric power plants; these characteristics can be suitably utilized in the modeling of an E.E.N. The power units can be connected directly to the grid loads via a regulator; alternatively, the energy can be stored in batteries. Data loggers are located in the stations to transmit the measured output power data to an SQL server. In the future, the data could be used to support the entire process of modeling the E.E.N. functions.

## REFERENCES

1. Hidayatullah, N.A., Stojcevski, B., and Kalam A. (2011). Analysis of Distributed Generation Systems. *Technologies and Future Motivators Influencing Change in Electricity Sector, Smart Grid and Renewable Energy*, volume 1, page 216-229.
2. Zezulka, F., Bradac, Z., Szabo, Z., Roubal, Z. and Marcon, P. (2013). Design and functional description of an experimental smart grid. *In Proceedings of International Conference Engineering, Technologies and System, TECHSYS*, Technical University of Sofia, Bulgaria.
3. Vesely I., Zezulka, F., Sembera, J. and Sajdl. (2012). Problems of energy saving in Electrical Experimental Network/Smart Grid. *In Advanced Batteries Accumulators and Fuel Cells - 13th ABAF Book of Proceedings*, page 1-8.

Address: Brno University of Technology,  
Department of Theoretical and  
Experimental Electrical Engineering,  
Faculty of Electrical Engineering and  
Communication, Technicka 3082/12, Brno,  
616 00 Czech Republic  
E-mail: roubalz@feec.vutbr.cz  
E-mail: macron@feec.vutbr.cz  
E-mail: szabo@feec.vutbr.cz  
E-mail: sajdl@feec.vutbr.cz  
E-mail: xvesel43@stud.feec.vutbr.cz  
E-mail: zezulka@feec.vutbr.cz



## COIL OPTIMISATION OF THE FAST SWITCHED CHOPPER DIPOLE MAGNET FOR THE MEDAUSTRON PROJECT

MIROSLAV ATANASOV, VASIL SPASOV

**Abstract:** *The MedAustron hadron therapy synchrotron in Wiener Neustadt, Austria uses protons and carbon ions for deep tumour irradiation. In the extraction line of the machine a beam chopper system is installed for rapidly switching the beam on and off. The system consists of four identical fast pulsed dipole magnets. This paper describes the optimisations of the coil geometry and insulation carried out towards the definitive design of the magnets.*

**Keywords:** *MedAustron, CERN, fast switched dipole magnet, optimization, 3d FEM*

### 1. Introduction

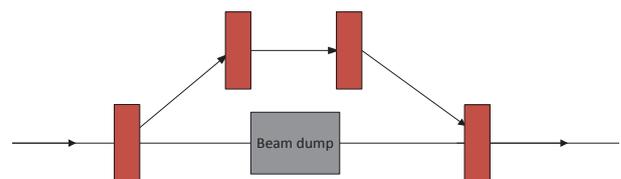
The MedAustron hadron therapy centre which is currently being commissioned in the city of Wiener Neustadt, Austria will be one of the most advanced centres for cancer research and treatment in Europe, and one of only four facilities worldwide that will be capable of both proton and ion beam tumour irradiation [1]. To reach depths of about 27 cm in order to irradiate deep-seated tumours, the particle energy must be in the range of 200 MeV for  $^1\text{H}^+$  protons and 400 MeV/u (4800 MeV total energy) for  $^{12}\text{C}^{6+}$  carbon ions. The synchrotron is the appropriate choice for achieving such energies, as it allows for easy variation of the particle energy and thus the penetration depth, while remaining sufficiently compact to be installed in a hospital environment. The design and development of the synchrotron have been realized in close collaboration with the European Organisation for Nuclear Research (CERN) - the world's leading particle physics laboratory [2]. This allows the MedAustron project to profit from CERN's expertise and know-how in building and operating particle accelerators. Upon its completion expected in late 2015, the MedAustron centre will be capable of treating up to 1400 patients per annum.

This paper presents the various optimizations carried out on the design of the coil of a fast switched chopper dipole magnet (MKC) used in the extraction line of the MedAustron synchrotron. The optimizations are performed using the 3d Finite Element Method (FEM).

The paper is organized as follows. Section 2 outlines the functional characteristics and design parameters of the electromagnet. Section 3 focuses on the numerical model development in the Opera 3d environment and presents the main magnetic performance requirements. The results from the optimisations of the interturn insulation and the coil geometry are given in Section 4. In Section 5 the numerical results are validated by comparison with experimental data. Finally, conclusions are drawn in Section 6.

### 2. The chopper dipole

The beam chopper will allow the treatment rooms to switch the beam on and off during routine operation and in case of emergency. The system consists of four identical fast pulsed dipole magnets connected in series that create a closed orbit bump deviating the beam around an internal dump block. It is capable of rapidly (less than 240  $\mu\text{s}$ ) switching the beam on and off without perturbing its position at the patient. A schematic representation of the chopper system is shown in Fig. 1.



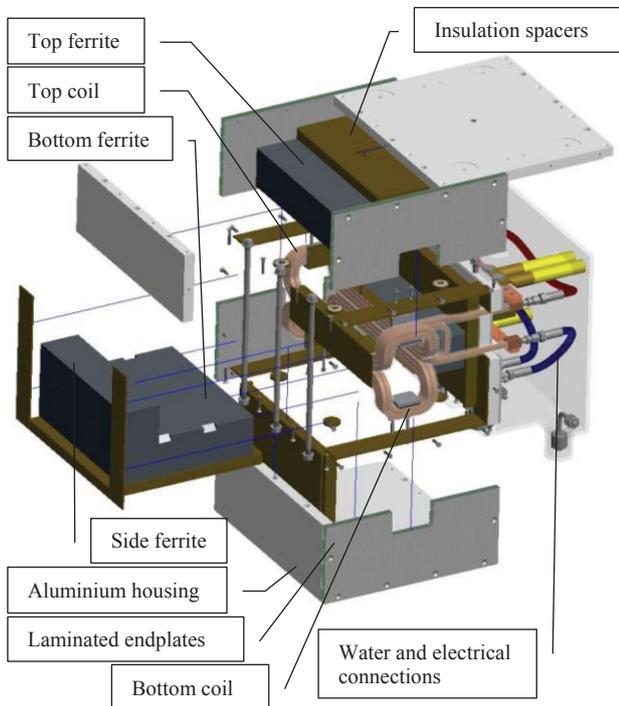
*Fig. 1. Beam chopper principle*

The main design parameters of the MKC are given in Table 1. The magnet uses a window frame ferrite yoke with a square aperture in the centre. The excitation is provided by a set of two identical water cooled half coils electrically connected in series and hydraulically in parallel [3].

**Table 1.** Magnet parameters

Effective magnetic length [m]	0.318
Total physical length [m]	0.402
Max. integrated field $\int Bdl$ [Tm]	0.0434
Maximum field $B_0$ [T]	0.1364
Maximum beam rigidity [Tm]	6.3464
Deflection angle [mrad]	6.6
Yoke dimensions $w \times h \times d$ [mm]	258×216×290
Field uniformity [%]	± 0.2
Current for maximum field [A]	600
Maximum voltage [V]	3500 (pulsed) & 50 (DC)
Current density [ $A/mm^2$ ]	11.8
DC power dissipation [W]	2500
Magnet resistance [ $\Omega$ ]	0.0044 (DC)
Estimated inductance [ $\mu H$ ]	85 (per magnet)
Max. coil voltage to ground [V]	10000 DC

An exploded view of the preliminary mechanical model of the magnet is shown in Fig. 2.



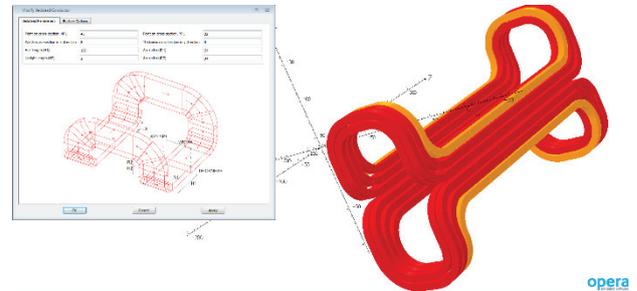
**Fig. 2.** Preliminary mechanical model

### 3. 3d FEM modelling of the magnet

The Opera 3d package [4] is used for creating the magnet geometry, defining the conductors, meshing and solving the problem and post-processing of the results. It performs 3d finite element discretization for solving the equations of

the electromagnetic fields. The TOSCA module is used for the steady state magnetic calculations, and the ELEKTRA – for simulating eddy current generated fringe fields during a fast ramp of the magnet.

The coil is built using the *Bedstead* command. Six bedsteads are overlapped to create the saddle shaped double layer pancake (Fig. 3).



**Fig. 3.** Creating the bedstead coil

The coil conductors are defined within an area of reduced potential. Thus the coil fields are evaluated by direct integration by the Biot-Savart law without a finite element mesh. The conductors are current driven with a current density defined by its amplitude in steady state, or by scaling it with a drive function in a transient analysis.

The following materials are defined:

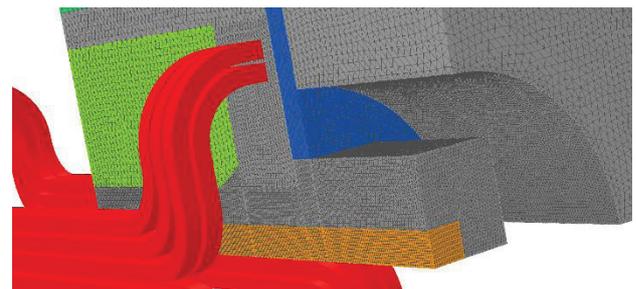
- *Ferrite.* The magnets use a NiZn ferrite type CMD5005 produced by Ceramic Magnetics, Inc. The material is set as nonlinear and isotropic.

- *Aluminium.* Since it is non-magnetic, its relative permeability is 1.

- *Steel.* The 12 mm thick laminated endplates of the magnet use cold-rolled, final-annealed, non-grain oriented steel strips of the type isovac® 1300-100 of 1 mm thickness produced by Vöestalpine.

The BH curves of the ferrite and steel are provided by the manufacturers.

Fig. 4 shows the finite element mesh with a part of the air region hidden. Due to the symmetry, only 1/8<sup>th</sup> of the geometry is discretised. The mesh has 1897297 nodes and 10860520 second-order elements, of which 10782775 tetrahedra, 68850 hexahedra and 8895 pyramids.



**Fig. 4.** Mesh close up

The linearization is by the nonlinear Newton-Raphson update. The solution usually converges within 10 iterations. The total computation time for the steady-state analysis on a mid-range desktop machine (Intel® i5, 8 GB RAM) takes between 1 and 8 hours.

The RMS error for the magnetic flux density is about 3.5 % whereas the weighted RMS with respect to the elements size is 0.0175 %. This confirms the proper mesh definition and guarantees high accuracy of the numerical results.

The main goal during post-processing is to calculate the magnetic flux density, the effective magnetic length, and to map the homogeneity in the good field region of the air gap.

To obtain the value of the magnetic flux density  $B_0$  in the centre of the air gap, the *Fields at a Point* command is used [5].

To validate the predictions and to estimate the uniformity of the deflection angle, the predicted flux density is integrated (for a given x and y coordinate) with respect to z. This neglects the deflection angle (6.6 mrad) which, for a beam rigidity of 6.346 Tm and an effective length of 0.318 m, would result in a deflection in the x direction of about 2.1 mm at the downstream end of the magnet.

The command *Field on a Straight Line* yields the value of the field integral  $Bdl$ . It specifies a line along which a sum of the field values is taken in a discrete number of steps. The values for the integral are taken in 1000 points along this line. This provides a smooth graph extending well outside the magnet gap, where the field values tend to zero. The small elements size chosen ensures a negligible error.

The integral in the centre of the gap  $B_0dl$  is taken as a reference point for the homogeneity evaluation diagram. It is used to derive the effective magnetic length  $l_{eff}$  according to:

$$l_{eff} = \frac{B_0dl}{B_0}. \quad (1)$$

The values of integrals are calculated for an area of the gap slightly larger than the good field region in increments of 1 mm. They are then extracted and imported in a Microsoft Excel® macro developed at the CERN Septa section. The macro maps the  $Bdl$  values as a percentage of the reference  $B_0dl$  according to:

$$\Delta B = \frac{Bdl - B_0dl}{B_0dl} 100 \%. \quad (2)$$

The macro displays a colour code of the field homogeneity as a percentage of the reference integrated field in the centre of the gap. It is the main tool used for evaluation of the field homogeneity.

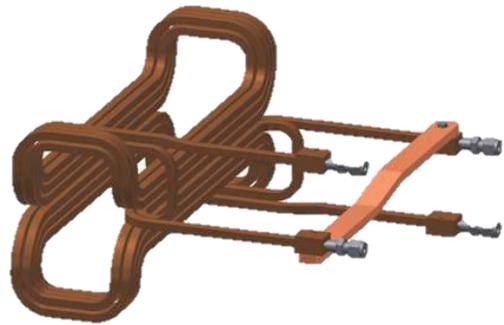
Next the energy stored in the magnetic field is computed. Knowing the supply current  $i$  and the energy  $W$ , the magnet inductance  $L$  can be estimated:

$$L = \frac{2W}{i^2}. \quad (3)$$

## 4. Optimisation of the coil of the magnet

### 4.1. Coil insulation optimisation

Two millimetres of insulation are inserted between the adjacent turns of the MKC coil [3]. The spacing between conductors is 2 mm. Fig. 5 shows the initial MKC coil design.

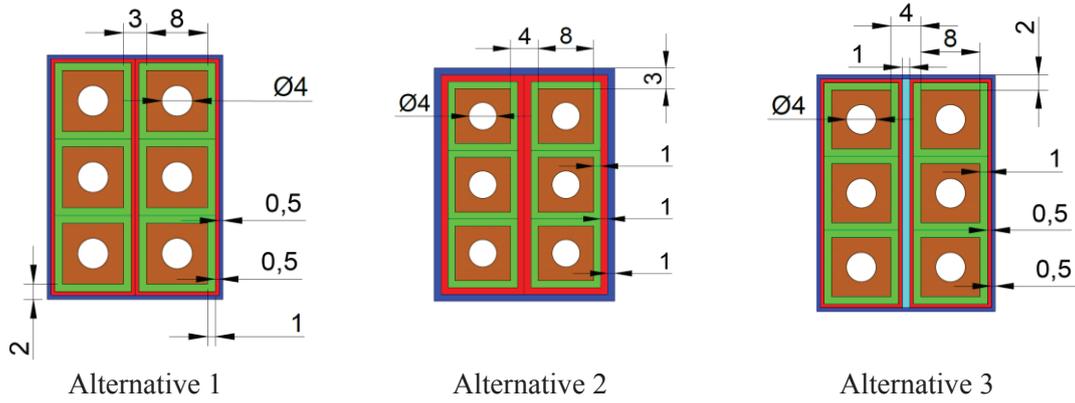


*Fig. 5. Initial MKC coil design*

The adjacent windings of the bedstead coil, separated vertically, have a potential difference approximately equal to one-sixth of the coil voltage. The adjacent windings, separated horizontally, have a potential difference approximately equal to one half of the coil voltage. Hence it is important to ensure adequate insulation between the adjacent, horizontally separated windings.

Furthermore, the initial functional specification proposed a rise time of 90  $\mu$ s which requires an increase of the supply voltage. In order to incorporate more insulation and to ensure long life at the maximum specified repetition rate, a recalculation of the field homogeneity is required. Three alternative insulation schemes have been proposed and studied [6]. Fig. 6 represents a schematic layout of the coil insulation for each alternative.

*Alternative 1.* Each conductor is wrapped with 1 mm glass-fibre tape. 0.5 mm thick glass fibre tape is wrapped around each 3-turn column. 0.5 mm thick glass-fibre tape is wrapped around each 6-turn coil.



**Fig. 6.** Alternative insulation schemes

*Alternative 2.* Each conductor is wrapped with 1 mm glass-fibre tape. 1 mm thick glass fibre tape is wrapped around each 3-turn column. 1 mm thick glass-fibre tape is wrapped around each 6-turn coil. As a result the insulation between horizontally displaced adjacent conductors in a coil is increased from 2 mm to 4 mm. The distance between the go and return columns is increased to 72 mm. The total magnet width needs thus to be increased by 8 mm, and aperture height by 4 mm to 70 mm.

*Alternative 3.* Each conductor is wrapped with 1 mm glass-fibre tape. 0.5 mm thick glass fibre tape is wrapped around each 3-turn column. 0.5 mm thick glass-fibre tape is wrapped around each 6-turn coil. 1 mm of glass-fibre is inserted between adjacent 3-turn columns. So the insulation between horizontally displaced adjacent conductors in a coil is increased by 2 mm, whilst retaining the 70 mm

separation between go and return columns, and 66 mm aperture gap height. For a given thickness of the ferrite yoke the total magnet width will have to be increased by 4 mm.

The three proposed alternatives have been modelled and the results compared to the baseline configuration. The results are shown in Table 2. The plots for the homogeneity of the integrated field confirm the feasibility of the examined configurations. The second alternative, however, implies an increase of the magnet gap. This leads to a decrease of flux density for the same excitation current and is thus not considered any further. The results of the study provide room for improvement of the design in case a higher pulse rate is required for future projects using a similar architecture.

**Table 2.** Results from the simulations

	Baseline configuration	Alternative 1		Alternative 2		Alternative 3	
		Value	Relative error	Value	Relative error	Value	Relative error
$\int B_0 dl$ [Tmm]	44.919	44.918	0.00%	42.339	-6.09%	44.895	-0.05%
$B_0$ [T]	0.1365	0.1365	0.00%	0.1287	-6.06%	0.1365	0.00%
$l_{eff}$ [mm]	329.132	329.126	0.00%	329.022	-0.03%	328.962	-0.05%
$W$ [J]	15.049	15.148	0.66%	14.873	-1.18%	15.234	1.22%
$L$ [ $\mu$ H]	84.45	85.004	0.65%	83.46	-1.19%	85.49	1.22%
Homogeneity plots of the integrated field							

#### 4.2. Coil shape optimization

The MKC uses a water cooled coil wound from a hollow square conductor of [8×8] mm with a cooling water hole of 4 mm diameter. The coil is a two layer (inner and outer) configuration with 3 turns per layer and end parts bent into a saddle shape.

The Preliminary Design Report (PDR) of the magnet was provided by the company to which final mechanical design and manufacturing of the magnet was subcontracted. The review of the PDR discovered an inconsistency between the coil design requested by MedAustron and the proposal by the manufacturer. The shaping of the conductor in the coil heads region had not taken into account the minimum permissible bending radius accepted by the subcontractor. As a general rule it cannot be less than three times the thickness of the conductor. In addition, the mechanical design showed a coil with progressively increasing bending radii of 16, 26 and 36 mm. Implementing a sharper bending radius would result in unacceptable deformations due to the keystone effect, which would distort the coil geometry, and would furthermore flatten the cooling water hole, thus reducing the water flow.

A 3d FEM simulation of the magnet with the proposed coil layout was executed which showed a substantial deterioration of the integrated field quality. This necessitated the study of several possibilities for a new geometry of the coil end parts, and a redefinition of the final coil design. The main restriction was to maintain the minimum bending radius and to achieve the desired field quality in the magnet gap [7].

The manufacturer proposal requires the coil straight sections to be reduced, as compared to the MedAustron preliminary design, in order to fit the larger bending radius within the same overall length. The outer bending radii follow the shape of inner:  $r_{inner}=24$  mm,  $r_{mid}=34$  mm,  $r_{outer}=44$  mm. The height of the coil heads is increased by 20 mm.

Fig. 7 shows the model and the corresponding field homogeneity plot. It clearly does not satisfy the stringent field quality criterion of  $\pm 0.2$  %.

Fig. 8 shows the newly proposed coil design and the corresponding homogeneity plot. It is shown that the length of the straight sections must be increased if the field quality is to be preserved. For this the overall magnet dimensions will not be changed, which will impact the clearance between the coil and laminated endplate. The outer bending radii are kept the same as inner:  $r_{inner}=24$  mm,  $r_{mid}=24$  mm,  $r_{outer}=24$  mm. This configuration of the conductors satisfies the homogeneity condition as well as the manufacturing

criteria imposed by the supplier. Therefore this modification has been accepted by both parties.

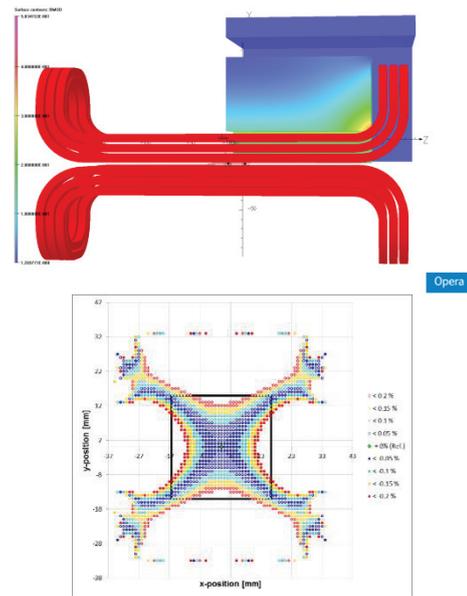


Fig. 7. The manufacturer proposal with corresponding homogeneity plot

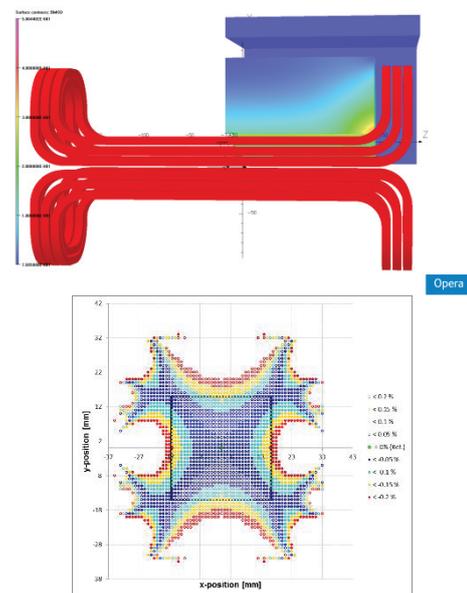


Fig. 8. The newly proposed coil design with corresponding homogeneity plot

The finished coils after impregnation are shown in Fig. 9. The interturn insulation and the gaps between the bends are filled with machined G-Etronax EP11 glass-fibre epoxy to avoid resin rich areas which are prone to cracking during the cool-down of the mould. The coil is wrapped in glass fibre tape, and impregnated under vacuum in a precision mould using CTD-101K epoxy resin.



Fig. 9. MKC coils after impregnation

### 5. Comparison between numerical and experimental results

Five magnets were produced and tested at the manufacturer's premises in 2013. The testing and measurements were performed as prescribed in the technical specification [8]. The good field regions in the air gap of all magnets were mapped with an analogue Hall probe under rated DC excitation. The results of the magnetic measurements are presented in Table 3. The field homogeneity, effective length, linearity and the electrical and mechanical properties conformed to the technical specification and the magnets were accepted by MedAustron.

Table 3. Numerical and experimental data

Magnet №	1	2	3	4	5	Opera model
$\int B_0 dl$ [Tmm]	43.89	43.91	43.90	43.89	43.92	43.86
$B_0$ [T]	0.137	0.137	0.137	0.137	0.137	0.137
$l_{eff}$ [mm]	320.3	320.4	320.3	320.3	320.2	319.9
$\Delta Bdl_{max}$ [%]	0.12	0.28	0.28	0.2	0.18	0.13
$\Delta Bdl_{min}$ [%]	-0.1	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.08

### 6. Conclusion

The paper discusses the 3d FEM coil optimisation of the fast switched chopper dipole magnet for the MedAustron project. Three alternative coil insulation schemes are simulated. The results show that the insulation levels can be doubled between the vertical layers of the coil which are subject to half the rated voltage. The modified coil retains both the field homogeneity and the magnet overall dimensions.

To obtain a highly homogenous magnetic field, the shape of the coil end parts is also optimised. A compromise is made between the mechanical and electromagnetic requirements and a final coil design is defined. The optimised coil has also served as a base for the new Proton Synchrotron Booster Injection magnets currently under development at CERN.

The 3d FEM simulations are validated by measurements and the relative error is calculated.

There is an excellent agreement between the numerical and experimental results.

Five magnets using the optimized coil were produced and tested. Their magnetic performance was approved and the magnets were accepted by MedAustron. The magnets were installed in the accelerator in Wiener Neustadt in June 2014 and saw the first proton beams in October 2014.

### ACKNOWLEDGEMENTS

To the Special Magnets work package at EBG MedAustron GmbH, the Septa and Fast Pulsed Magnets sections at CERN, Jan Borburgh, Mike Barnes, Tobias Stadlbauer and Thomas Kramer.

### REFERENCES

1. Benedikt, M. and Fabich, A. (2008). MedAustron - Austrian Hadron Therapy Centre. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, pp. 5597-5599.
2. Bryant, P. J. et al. (1999). *Proton-Ion Medical Machine Study (PIMMS)*. CERN PS Division, Geneva.
3. Barnes, M.J. et al. (2011). Engineering Specification for the MedAustron Injection Bumper, Dump Bumper, Tune Kicker and Chopper Dipole Magnets. *ES-100701-a-MBA*, Geneva.
4. *Opera 3d User Guide, Version 16R1* (2013). Cobham Technical Services, Oxford.
5. *Opera 3d Reference Manual, Version 16R1* (2013). Cobham Technical Services, Oxford.
6. Atanasov, M. and Barnes, M. J. (2011). MKC Insulation: Field Evaluation for Different Coil Insulation Configurations. *EN-111118-b-MAT*, Geneva.
7. Atanasov, M. (2012). MKC Coil. Field Evaluation for Proposed Changes of Coil Dimensions. *EN-120131-a-MAT*, Geneva.
8. Barnes, M.J. et al. (2011). Specification for Dump Bumper, Injection Bumper, Chopper Dipole and Tune Kicker Measurements. *ES-100701-f-MBA*, Geneva.

Eng. Miroslav Atanasov, M.Sc.  
 CERN, Accelerator Beam Transfer  
 Route de Meyrin 1211  
 Genève 23, Switzerland  
 Email: [miro.atanasov@cern.ch](mailto:miro.atanasov@cern.ch)

Assoc. Prof. Vasil Spasov, Ph.D.  
 Department of Electrical Engineering  
 Technical University - Sofia, Branch  
 Plovdiv, 25 Tsanko Dyustabanov Str.  
 Email: [vasilspasov@yahoo.com](mailto:vasilspasov@yahoo.com)



## ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КОЕФИЦИЕНТА НА ДОПЪЛНИТЕЛНИ ЗАГУБИ МЕЖДУ ШИНИ

ИВАН ХАДЖИЕВ, ДИАН МАЛАМОВ, ИВАН ЯЧЕВ, ВЕСКО МИЛЕВ, ИВАНКА ДЕКОВА

**Резюме:** В тази работа са проведени компютърни изследвания за влиянието на скин ефекта и ефекта близост, както на единични така и на паралелно разположени тоководещи шини. Чрез компютърни модели в средата на програмния продукт Comsol са получени масиви от данни за коефициента на допълнителните загуби при различни размери и разположение на шините. Получените масиви са обработени в разработен за тази цел софтуерен продукт. Създаденият софтуерен продукт дава възможност за определяне на коефициента на допълнителни загуби при произволни размери и разположения на шините.

**Ключови думи:** коефициент на допълнителни загуби, тоководещи шини

## DEFINING THE COEFFICIENT OF ADDITIONAL LOSSES BETWEEN BUSBARS

IVAN HADZIEV, DIAN MALAMOV, IVAN YATCHEV, VESKO MILEV, IVANKA DEKOVA

**Abstract:** This paper presents computer studies of the influence of the skin effect and the proximity effect both on single and on parallel current-carrying busbars. Arrays of data about the coefficient of additional losses are obtained by means of computer models in the programming product Comsol at various dimensions and locations of the busbars. The arrays are processed by an especially developed software product. This product allows for defining the coefficient of additional losses at arbitrary dimensions and locations of the busbars.

**Key words:** coefficient of additional losses, current-carrying busbars

### 1. Основни положения

Известно е [1], че при протичане на прменлив ток през тоководещите елементи се получават допълнителни загуби, вследствие на скин ефекта и ефекта близост. Тези загуби се явяват в сложна зависимост от размерите, честотата на тока, характеристиките на материала и др. Това прави трудно непосредственото им изчисление. Скин ефекта се описва с диференциални уравнения [2], [3], [4]. Аналитично решение е известно само за по-прости случаи дадени в [5]. В [3], [4] е разгледан скин ефекта в масивна шина и приблизително аналитично решение. В [2] е показан електрически апарат за измерване на магнитната индукция, а в [6] е разгледан скин ефекта, като

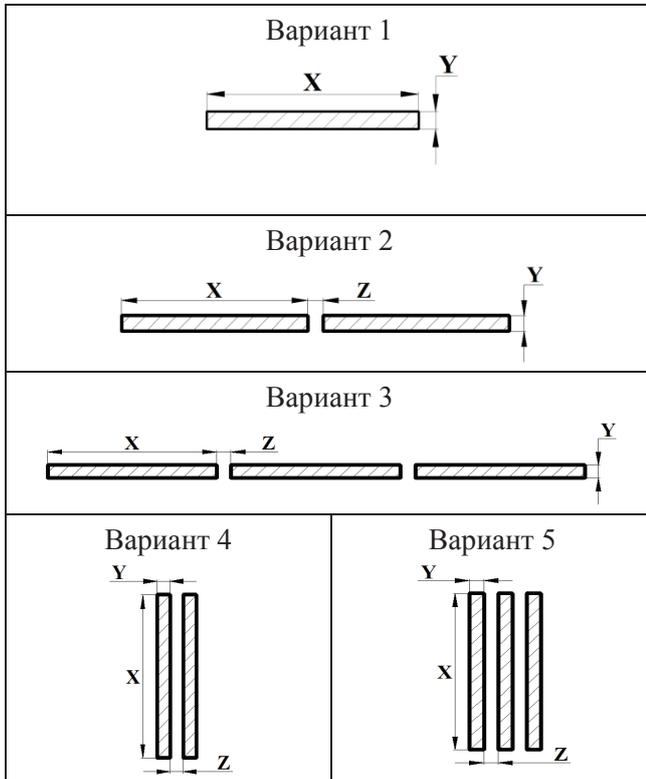
магнитното поле в проводниците е изчислено чрез метода на крайните елементи. Резултатите са представени в графичен вид и са сравнени с аналитични резултати. Изследване на скин ефекта и ефекта близост при U-образни шини в зависимост от размерите и разположението им, както и от честотата е дадено в [7].

В настоящата работа е разработен софтуерен продукт за определяне на коефициента на допълнителните загуби. За тази цел в средата на програмния продукт Comsol [8] са получени масиви от данни, които са обработени чрез създадения софтуерен продукт.

## 2. Видове разположение на шините

В таблица 1 са дадени вариантите на разположение на шините, за които е определен коефициента на допълнителни загуби.

**Таблица 1.** Варианти на разположение на изследваните шини



## 3. Математичен модел

Математическият модел на квазистационарно електромагнитно поле се описва с уравнението на Хелмхолц в комплексен вид:

$$\nabla^2 \dot{A} - j\omega\sigma = -\mu \dot{J}_e \quad (1)$$

където:  $A$  е магнитен вектор потенциал;  $\omega$  е ъгловата честота;  $\mu$  е магнитна проницаемост;  $\sigma$  е специфична електрическа проводимост;  $J_e$  е токова плътност на външни източници. Вторият член в уравнението отразява вихровите токове.

Решението на електромагнитната задача е при зададено гранично условие по границата на буферната зона от вида:

$$n \times A = 0 \quad (2)$$

От решението на задачата за електромагнитно поле се получават загубите за

единица дължина при променлив ток съгласно формулата:

$$P_{\Sigma} = \iint_S \mathbf{J} \cdot \mathbf{E} dS \quad (3)$$

Загубите при постоянен ток за единица дължина се изчисляват по формулата:

$$P_{\Sigma} = \frac{I^2}{\sigma S} \quad (4)$$

където  $I$  е тока през шината;  $S$  е сечение на шината.

Коефициента на допълнителни загуби се определя по формулата:

$$K_{\Sigma} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma}} \quad (5)$$

## 4. Анализ с метода на крайните елементи

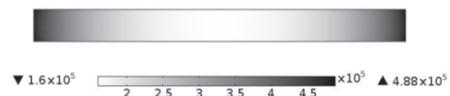
В средата на програмния продукт Comsol [8] са създадени числени модели за определяне характеристиките на електромагнитното поле за вариантите дадени в табл. 1 при честота 50 Hz. Моделите позволяват провеждане на изследвания при следните параметри:

- диапазони на изменение на геометричните размери:  $x = (10 \div 120) \text{mm}$ ;  $y = (1 \div 10) \text{mm}$ ;  $z = (5 \div 120) \text{mm}$ ;

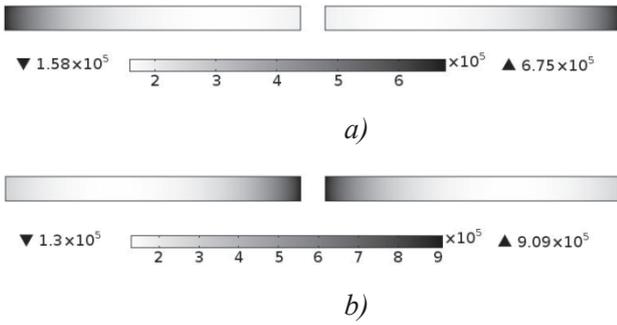
- съпосочни и противоположни токове за вариант 2 и вариант 4;

- съпосочни и трифазна симетрична система токове за вариант 3 и вариант 5.

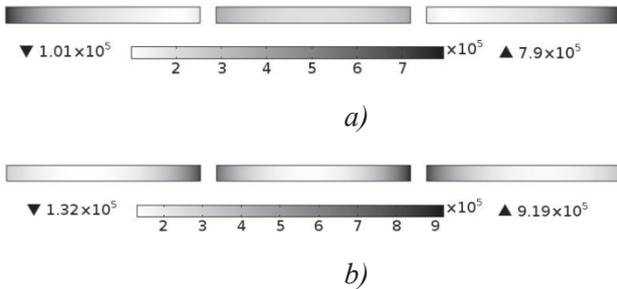
Полученото разпределение на токовата плътност в шините за различните варианти при размери  $x = 120 \text{mm}$ ,  $y = 10 \text{mm}$  и  $z = 10 \text{mm}$  е показано на фиг.1, фиг.2, фиг.3, фиг.4 и фиг.5. За останалите размери картината на разпределението на токовата плътност е аналогична.



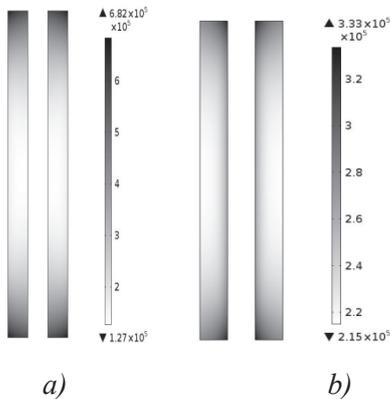
**Фиг. 1.** Разпределение на токовата плътност  $[A/m^2]$  за вариант 1.



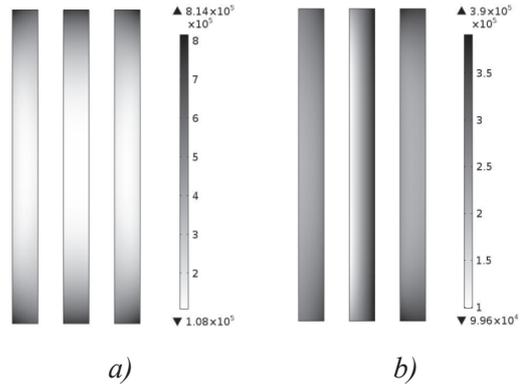
**Фиг. 2.** Разпределение на токовата плътност  $[A/m^2]$  за вариант 2: а) – съпосочни токове; б) – противоположни токове.



**Фиг. 3.** Разпределение на токовата плътност  $[A/m^2]$  за вариант 3: а) – съпосочни токове; б) – трифазна симетрична система токове.

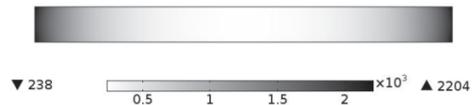


**Фиг. 4.** Разпределение на токовата плътност  $[A/m^2]$  за вариант 4: а) – съпосочни токове; б) – противоположни токове.

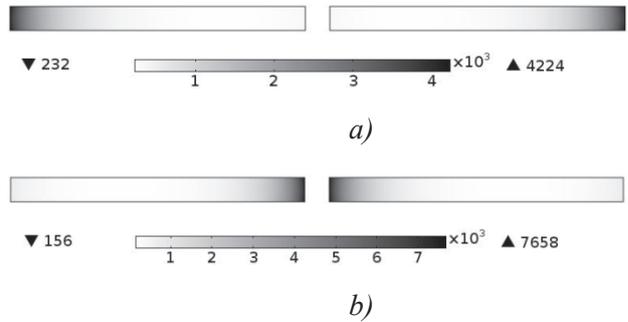


**Фиг. 5.** Разпределение на токовата плътност  $[A/m^2]$  за вариант 5: а) – съпосочни токове; б) – трифазна симетрична система токове.

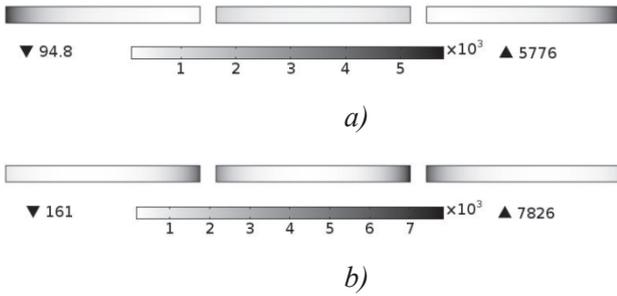
Полученото разпределение на специфичните загуби в шините за различните варианти при размери  $x = 120mm$ ,  $y = 10mm$  и  $z = 10mm$  е показано на фиг.6, фиг.7, фиг.8, фиг.9 и фиг.10. За останалите размери картината на разпределението на загубите е аналогична.



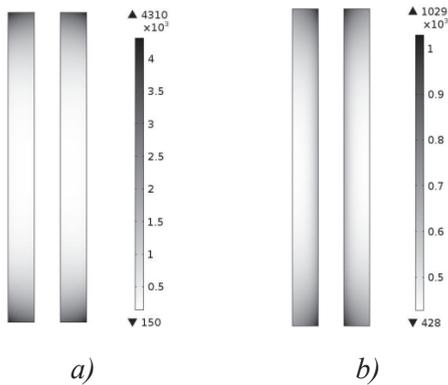
**Фиг. 6.** Разпределение на специфичните загуби  $[W/m^3]$  за вариант 1.



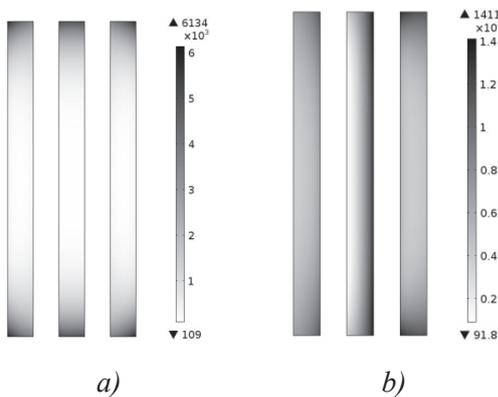
**Фиг. 7.** Разпределение на специфичните загуби  $[W/m^3]$  за вариант 2: а) – съпосочни токове; б) – противоположни токове.



**Фиг. 8.** Разпределение на специфичните загуби  $[W/m^3]$  за вариант 3: а) – съпосочни токове; б) – трифазна симетрична система токове.



**Фиг. 9.** Разпределение на специфичните загуби  $[W/m^3]$  за вариант 4: а) – съпосочни токове; б) – противоположни токове.



**Фиг. 10.** Разпределение на специфичните загуби  $[W/m^3]$  за вариант 5: а) – съпосочни токове; б) – трифазна симетрична система токове.

## 5. Масиви с числени данни за коефициента на допълнителни загуби за произволни стойности на размерите на шините

### 5.1. Масиви с размерите на тоководещите елементи

Формират се следните масиви с дискретни стойности на размерите на тоководещите елементи:

- масив със стойностите на ширините на шините:

$$|x_i| = |x_1; x_2; \dots; x_n|, i = 1 \div n \quad (6)$$

- масив със стойностите на дебелините на шините:

$$|y_j| = |y_1; y_2; \dots; y_m|, j = 1 \div m \quad (7)$$

- масив със стойностите на разстоянията между шините:

$$|z_k| = |z_1; z_2; \dots; z_l|, k = 1 \div l \quad (8)$$

Стойностите в масивите (6), (7) и (8) са в границите съгласно т. 4.

### 5.2. Масиви със стойностите на коефициента на допълнителни загуби за отделните тоководещи системи

Чрез компютърните модели съгласно т. 4 са формирани масиви с коефициента на допълнителни загуби за всеки един вариант при пълна комбинация на стойностите в масивите (6), (7) и (8).

$$K_{D_R}(i, j, k), i = 1 \div n, j = 1 \div m, k = 1 \div l \quad (9)$$

Където с  $R = 1 \div 9$  е означен съответния вариант, определен от разположенията на шините съгласно табл. 1 и посоките на токовете.

## 6. Алгоритъм за определяне на коефициента на допълнителните загуби за произволни стойности на размерите

На базата на получените масиви с данни за коефициента на допълнителни загуби е разработен алгоритъм за определяне на коефициента за тоководещите системи за даден вариант с произволни размери  $x_q, y_q, z_q$ .

Размерите, които се задават трябва да отговарят на следните условия:

$$x_1 \leq x_q \leq x_n, y_1 \leq y_q \leq y_m, z_1 \leq z_q \leq z_l \quad (10)$$

За избраните размери на тоководещите шини  $x_q, y_q, z_q$  се определят границите на интервалите в масивите  $|x_i|, |y_j|, |z_k|$ , в които попадат:

Условие, което трябва да бъде изпълнено в този случай е:

$$x_i \leq x_q \leq x_{i+1}, y_j \leq y_q \leq y_{j+1}, z_k \leq z_q \leq z_{k+1} \quad (11)$$

За избраната тоководеща система се формира следния масив със стойности на коефициента на допълнителни загуби:

$$\begin{aligned} &K_{ДР}(i, j, k); K_{ДР}(i+1, j, k); \\ &K_{ДР}(i, j, k+1); K_{ДР}(i+1, j, k+1); \\ &K_{ДР}(i, j+1, k); K_{ДР}(i+1, j+1, k); \\ &K_{ДР}(i, j+1, k+1); K_{ДР}(i+1, j+1, k+1). \end{aligned} \quad (12)$$

Определят се безразмерни коефициенти съгласно следните формули:

$$x^* = \frac{x_q - x_i}{x_{i+1} - x_i} \quad (13)$$

$$y^* = \frac{y_q - y_j}{y_{j+1} - y_j} \quad (14)$$

$$z^* = \frac{z_q - z_k}{z_{k+1} - z_k} \quad (15)$$

Коефициента на допълнителни загуби за избраната шинна система с произволни размери се определя съгласно формула (16), която е изведена от условието за линейна интерполация между стойностите в (9).

$$\begin{aligned} K_{ДР}(x_q, y_q, z_q) &= x^* y^* z^* K_{ДР}(i, j, k) + \\ &+ (1-x^*) y^* z^* K_{ДР}(i+1, j, k) + \\ &+ x^* (1-y^*) z^* K_{ДР}(i, j+1, k) + \\ &+ x^* y^* (1-z^*) K_{ДР}(i+1, j+1, k) + \\ &+ x^* y^* (1-z^*) K_{ДР}(i, j, k+1) + \\ &+ y^* (1-x^*) \cdot (1-z^*) \cdot K_{ДР}(i+1, j, k+1) + \\ &+ x^* (1-y^*) \cdot (1-z^*) \cdot K_{ДР}(i, j+1, k+1) + \\ &+ (1-x^*) \cdot (1-y^*) \cdot (1-z^*) \cdot K_{ДР}(i+1, j+1, k+1) \end{aligned} \quad (16)$$

### 7. Софтуерен продукт за определяне на коефициента на допълнителни загуби

На базата на описания алгоритъм е разработен софтуерен продукт на C# в средата Visual Studio 2010, който позволява

определянето на коефициента на допълнителни загуби. Предимствата на създадения софтуерен продукт са:

- лесен и удобен интерфейс за работа с програмата;
- липса на сложни 2D и 3D моделиране;
- лесен достъп на всеки потребител до програмата.

Работата с продукта се осъществява по следния начин:

- след стартиране на програмата се отваря прозорецът показан на фиг. 11;
- за избрания вариант в съответните полета се въвеждат стойностите на геометричните параметри на тоководещите шини;
- ако въведените стойности не отговарят на условия (10) програмата не ги приема;
- ако стойностите отговарят на условия (10) след натискане на бутон „Изчисли“ се показва резултата за търсения коефициент на допълнителни загуби.



Фиг. 11. Изглед на работния прозорец на програмата за определяне на коефициента на допълнителните загуби.

В табл. 2 е направено сравнение между стойностите на коефициента на допълнителни загуби за произволно избрани размери на тоководещите шини, получен от разработения софтуерен продукт и от програмата Comsol. Коефициента на допълнителни загуби  $K_{Д2}$  за вариант 3 и вариант 5 се отнася за средната

шина, а коефициента  $K_{д1,3}$  се отнася за външните шини.

**Таблица 2.** Стойности на коефициента на допълнителни загуби за  $x_q = 100mm$ ,  $y_q = 8mm$ ,  $z_q = 8mm$

Вид на тоководещата система	Софтуерен продукт	Comsol
Вариант 1	1,14	1,14
Вариант 2 и съпосочни токове	1,2374	1,239
Вариант 3 и съпосочни токове	$K_{д1,3}=1,4376$	$K_{д1,3}=1,4411$
	$K_{д2}=1,0546$	$K_{д2}=1,0547$
Вариант 4 и съпосочни токове	1,3206	1,3216
Вариант 5 и съпосочни токове	$K_{д1,3}=1,4822$	$K_{д1,3}=1,4836$
	$K_{д2}=1,4836$	$K_{д2}=1,4865$

### 8. Заключение

На базата на проведените изследвания и получените резултати от компютърните модели в програмния продукт Comsol, могат да се направят следните изводи:

- характера на изменение на коефициента на допълнителни загуби зависи съществено от размерите на сечението на шината;

- при трифазна симетрична система токове коефициента на допълнителни загуби при вариант 3 е по-голям от вариант 5.

- за вариант 3 коефициента на допълнителни загуби за средната шина е по-голям от този на крайните шини при трифазна

симетрична система токове, докато при съпосочни токове е обратно.

Разработен е софтуер за директно определяне на коефициента на допълнителни загуби на базата на масиви от данни, получени в средата на програмата Comsol.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Александров, А. (2002). *Електрически апарати част I – Електромагнитни и топлинни проблеми*, Херон Прес, София.
2. Kosek, M., Truhlar, M., Richter, A. (2011). Skin-effect in massive conductors at technical frequencies, *PRZEGLA, D ELEKTROTECHNI CZNY (ElectricalReview)*, ISSN 0033-2097, R. 87 NR 5.
3. Kosek, M., Truhlar, M., Richter, A. (2012). Skin-effect in Conductor of Rectangular Cross-section – Approximate Solution, *PRZEGLA, D ELEKTROTECHNICZNY (ElectricalReview)*, ISSN 0033-2097, R. 88 NR 7a.
4. Gerling, D., Approximate Analytical Calculation of the Skin Effect in Rectangular Wires, *University of Federal Defense Munich, 85579 Neubiberg, Germany*.
5. Hanka, L. (1975). *Theory of electromagnetic field*, SNTL, Prague. (in Czech).
6. Greconici, M., Madescu, G., Mot, M. (2010). Skin Effect Analysis in a Free Space Conductor, *Elec. Energ.* vol. 23, No. 2, 207-215, Serbia.
7. Lažetic, K., Prša, M., Đuric, N. (2009). Proximity Effect Against Skin Effect in Two Coupled U-shaped Busbars, *Elec. Energ.* vol. 22, no.3, 293-303, Serbia.
8. *COMSOL Version 4.2 User's guide*. (2011).

Адрес

E-mail: hadzhiev\_tu@abv.bg

E-mail: deanmalamov@abv.bg

E-mail: yatchev@tu-sofia.bg

E-mail: vesko.km@abv.bg

E-mail: dekova\_58@abv.bg



## ИЗПИТВАНЕ НА ДИФЕРЕНЦИАЛНА ЗАЩИТА НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ДВИГАТЕЛИ

СТЕФАН ЧОБАНОВ

**Резюме:** Предлага се методика за създаване на модел (*template*), необходим за изпитване (с помощта на автоматизирана система за тестване) на диференциална защита на двигател, реализирана с цифрово устройство Sepam M87. Методиката е апробирана при изпитване на диференциална защита Sepam M87 на двигател, задвижващ компресор в Ер Ликуид - Пирдоп.

**Ключови думи:** изпитване, диференциална, защита, двигател, модел

## TESTS OF MOTOR DIFFERENTIAL PROTECTION

STEFAN CHOBANOV

**Abstract:** With Report is proposed a methodology for creating a model (*template*), for testing (using an automated testing system) of a motor differential protection, realized with a digital device type Sepam M87. The methodology is approbated in tests of differential protection Sepam M87 of a motor, driven the compressors at Air Liquide - Pirdop.

**Key words:** test, differential, protection, motor

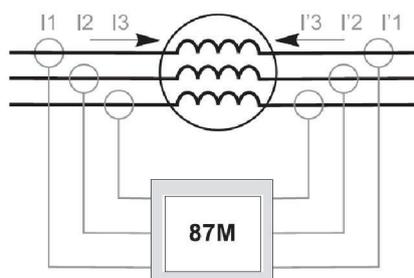
### 1. Същност на проблема

Основни проблеми при изграждането на диференциалната защита на двигатели (ANSI code 87M) са лъжливите сработвания при пуск на двигателя, външни ненормални режими, насищане или повреда в токовете трансформатори, както и при протичане на намагнитващ ток на силов трансформатор [1]. В съвременните цифрови защитни устройства тези проблеми са решени в голяма степен, но за сметка на относително по-сложна функционално-структурна схема спрямо по-старите системи от електромеханичен тип, което рефлектира върху настройката и тестването на защитите. Голямото многообразие на предлаганите цифрови защиты и непрекъснатото им модифициране обуславя необходимостта от съответни специфични модели (*templates*) на характеристиките за защитните им функции,

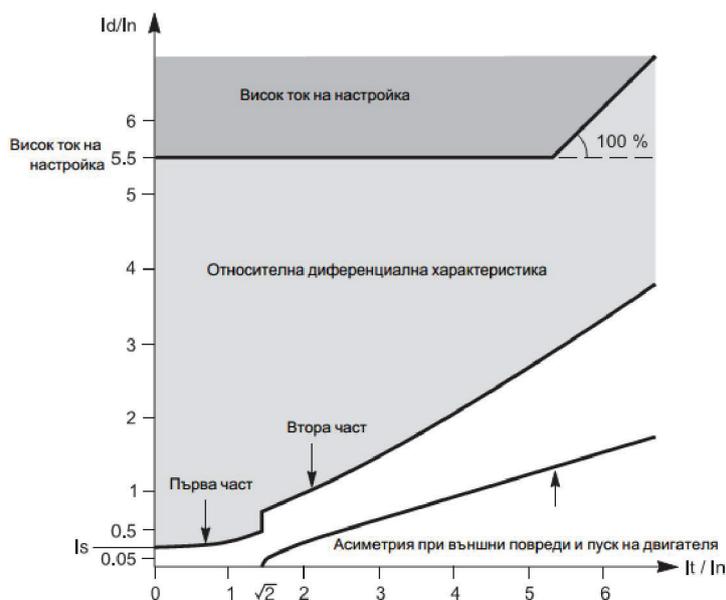
необходими при изпитване с наличните автоматизирани системи за тестване.

### 2. Специфични особености на диференциална защита Sepam M87

Диференциалната защита на двигатели (ANSI code 87M), реализирана със Sepam M87 [2] защитава от вътрешни междуфазни къси съединения (КС), както и срещу двуфазни земни съединения. Защитата сравнява фазовите токове (по амплитуда и фаза) от двете страни на статорната намотка на машината (Фиг.1) и сработва при разлика между тези токове, надвишаваща въведения ток на сработване, в съответствие с относителната диференциална характеристика и диференциалната характеристика с „висок“ ток на настройка (Фиг.2).



Фиг. 1. Принципна схема



Фиг. 2. Характеристика на диференциалната защита Seram M87

### 2.1. Относителна диференциална характеристика

Чрез относителната диференциална характеристика се сравняват фазовият ток  $I_{tx}$  с диференциалният ток  $I_{dx}$ :

$$I_{dx} = \left| \vec{I}_x + \vec{I}'_x \right| \quad (1)$$

$$I_{tx} = \frac{\left| \vec{I}_x - \vec{I}'_x \right|}{2} \quad (2)$$

където  $x = 1, 2, 3$

Първата част от относителната диференциална характеристика (Фиг.2) зависи от тока на настройка  $I_s$

$$I_{dx}^2 - \frac{I_{tx}^2}{32} > I_s^2 \quad (3)$$

където  $x = 1, 2, 3$

$$0 \leq I_{tx} \leq \sqrt{2} I_n$$

$$\max(0, 5I_n; 0, 05I'_n) \leq I_s \leq \max(0, 5I_n; 0, 05I'_n)$$

$I_n$  – номинален първичен ток на токовете трансформатори (ТТ).

Втора част от относителната диференциална характеристика се дефинира чрез

$$\frac{I_{dx}^2}{8} - \frac{I_{tx}^2}{32} > (0, 05I_n)^2 \quad (4)$$

където  $x = 1, 2, 3$

$$\sqrt{2} I_n \leq I_{tx}$$

## 2.2. Диференциална характеристика с „висок“ ток на настройка

Диференциалната характеристика с „висок“ ток на настройка сработва без времезакъснение в съответствие с изразите:

$$\begin{cases} I_{dx} > 5,5I_n \\ \frac{I_{dx}}{I_{tx}} > 1 \end{cases} \quad (5)$$

където  $x = 1, 2, 3$

## 2.3. Задръжки на защитата

При външни ненормални режими и пуск на машината фазовият ток е значително по-голям от  $1,5I_n$ . Докато ТТ не са наситени диференциалният ток е малък. Този преходен режим се идентифицира със следната характеристика:

$$\frac{I_{dx}^2}{2} - \frac{I_{tx}^2}{32} < -(0,25I_n)^2 \quad (6)$$

В съответствие с (6) се осъществява задръжка при външни ненормални режими и пуск на двигателя.

При възникване на външен ненормален режим, може да се появи, макар и за кратко, голям диференциален ток, поради което в този режим е въведено времезакъснение от 200 ms.

Насищането или повредата на ТТ може да е причина за появата на диференциален ток и „лъжливо“ изключване, поради което са осигурени съответните задръжки на сработването на защитата.

Въведена е задръжка на сработването на защитата при протичане на намагнитващ ток на трансформатор, респ. наличие на над 15 % втори хармоник (H2) в диференциалния ток:

$$\frac{I_{dxh2}}{I_{dx}} > 0,15 \quad (7)$$

## 3. Изпитване на диференциална защита Seram M87 с автоматизирана система за тестване без софтуерен диференциален модул.

В този случай е необходимо да се определят подходящи стойности за „ръчно“ въвеждане на тестови токове. За целта се задават стойности за  $I_t / I_n$  за първата и втората части на относителната диференциална характеристика.

В първата колонка на таблица 1 са зададени такива стойности за конкретен случай: диференциална защита на двигател за 6kV, задвижващ компресор в Ер Ликид – Пирдоп, където

$$\begin{aligned} I_b &= 394A, \\ I_n &= I_n' = 600A, \\ i_n &= i_n' = 5A, \\ I_s &= 0, I_n = 60A. \end{aligned}$$

Във втората колонка на същата таблица са показани съответните изчислени стойности за  $I_d / I_n$  в съответствие с изразите (3) и (4):

За първата част на характеристиката

$$\frac{I_d}{I_n} = \sqrt{\frac{I_t^2}{32} + I_s^2} \quad (8)$$

За втората част на характеристиката

$$\frac{I_d}{I_n} = \sqrt{0,25I_t^2 + 0,02I_n^2} \quad (9)$$

Стойностите на  $I_x'(x=1,2,3)$ , съответстващи на избраните стойности за  $I_{tx}(x=1,2,3)$  се изчисляват по израза

$$I_x' = (I_{tx} - I_d) \quad (10)$$

и получените стойности са показани на таблица 1. В същата таблица са показани стойностите на вторичните токове  $i_{tx}$  и  $i_x'$ , съответстващи на изпитателните точки от характеристиката на диференциалната защита, както и тестови стойности  $i_{x1}' = 1, i_{x1}'$ , при които защитата не трябва да сработва, респ.  $i_{x2}' = 0,9i_x'$ , при които защитата трябва да сработва.

## 4. Изпитване на диференциална защита Seram M87 с автоматизирана система за тестване със софтуерен диференциален модул, но без подходящ модел (template) на характеристиката.

Характеристиката на диференциалната защита в Seram M87 може да бъде моделирана чрез апроксимирането ѝ с прави линии, чийто брой зависи от допустимата грешка

$$\beta = \frac{y_{an} - y_n}{y_n} 100, \% \quad (11)$$

където:

$y_n$  са изчислени в съответствие с изрази (8) и (9) ординати на точки (с пореден номер n) от диференциалната характеристика на Seram M87;

$y_{an}$  - ординати на точки (с пореден номер n) от апроксимираната диференциалната характеристика по ординатната ос.

$$y_{an} = a_s + b_s x_n \quad (12)$$

където:

$a_s$  е пресечна точка с ординатната ос на правата линия, с която се апроксимира сектора с пореден номер s от диференциалната характеристика;

$b_s$  - наклон на правата линия, с която се апроксимира сектора s от диференциалната характеристика;

$x_n$  - избрани координати на точки от диференциалната характеристика по абсцисната ос, еднакви за оригиналната и апроксимираните криви.

Таблица 1. „Ръчно“ въвеждане на тестови токове

Относителна характеристика на диференциалната защитата (в относителни единици)		Относителна характеристика на диференциалната защитата в амperi					Тестови вторични токове, А		
							Защитата не трябва да сработва	Защитата трябва да сработва	
<b>Първа част на характеристиката</b>									
It/In	Id/In	Itx,А	Id,А	I'x,А	itx,А	ix',А	i'x.1,А	ix'2,А	
0,00	0,100	0	60,00	-60,0	0,00	-0,50	-0,45	-0,55	
0,10	0,102	60	60,93	-0,9	0,50	-0,008	-0,007	-0,009	
0,25	0,109	150	65,60	84,4	1,25	0,70	0,77	0,63	
0,50	0,133	300	80,08	219,9	2,50	1,83	2,02	1,65	
0,75	0,166	450	99,64	350,4	3,75	2,92	3,21	2,63	
1,00	0,203	600	121,86	478,1	5,00	3,98	4,38	3,59	
1,25	0,243	750	145,53	604,5	6,25	5,04	5,54	4,53	
1,41	0,269	846	161,14	684,9	7,05	5,71	6,28	5,14	
<b>Втора част на характеристиката</b>									
It/In	Id/In	Itx,А	Id,А	I'x,А	itx,А	ix',А	i'x.1,А	ix'2,А	
1,41	0,719	846	431,43	414,6	7,05	3,45	3,80	3,11	
1,50	0,763	900	457,93	442,1	7,50	3,68	4,05	3,32	
2,00	1,010	1200	605,97	594,0	10,00	4,95	5,45	4,46	
2,50	1,258	1500	754,78	745,2	12,50	6,21	6,83	5,59	
3,00	1,507	1800	903,99	896,0	15,00	7,47	8,21	6,72	
3,50	1,756	2100	1053,42	1046,6	17,50	8,72	9,59	7,85	
4,00	2,005	2400	1203,00	1197,0	20,00	9,98	10,97	8,98	
4,50	2,254	2700	1352,66	1347,3	22,50	11,23	12,35	10,11	
5,00	2,504	3000	1502,40	1497,6	25,00	12,48	13,73	11,23	
5,50	2,754	3300	1652,18	1647,8	27,50	13,73	15,11	12,36	
6,00	3,003	3600	1802,00	1798,0	30,00	14,98	16,48	13,49	
6,50	3,253	3900	1951,85	1948,2	32,50	16,23	17,86	14,61	
7,00	3,503	4200	2101,71	2098,3	35,00	17,49	19,23	15,74	
7,50	3,753	4500	2251,60	2248,4	37,50	18,74	20,61	16,86	
8,00	4,002	4800	2401,50	2398,5	40,00	19,99	21,99	17,99	

$$a_s = y_{sk} - b_s x_{sk} \quad (13)$$

където:

$y_{sk}$  е ордината на точката с най-малък пореден номер  $k = n_{min}$  от апроксимирувания сектор s;

$x_{sk}$  - абсцисата на точката с най-малък пореден номер  $k = n_{min}$  от апроксимирувания сектор s.

$$\Delta y_s = y_{sl} - y_{sk} \quad (14)$$

където:

$y_{sl}$  е ордината на точката с най-голям пореден номер  $l = n_{max}$  от апроксимирувания сектор s;

$$\Delta x_s = x_{sl} - x_{sk} \quad (15)$$

където:

$x_{sl}$  е абсцисата на точката с най-голям пореден номер  $l = n_{max}$  от апроксимирувания сектор s;

Точките  $(x_{sl}, y_{sl})$  и  $(x_{sk}, y_{sk})$  са общи за диференциалната характеристика на Seram M87 и апроксимиращите я прави линии.

Максималната грешка  $\beta_{max}$  от апроксимацията на първата част на относителната характеристика на диференциалната защита Seram M87, изчислена в съответствие с израза (11) не зависи от номиналния ток  $I_n$  на ТТ, но е във функция от тока на настройка  $I_s$ . На таблица 2 са показани стойностите на  $\beta_{max}$  при различни ток на настройка  $I_s$  и брой апроксимиращи прави линии. В същата таблица са дефинирани апроксимиращите прави линии чрез пресечните им точки с ординатата  $a_s$  и ъглите им  $\alpha_s$  спрямо абсцисата.

**Таблица 2.** Модел на първата част на относителната характеристика на диференциалната защита Seram M87

		Брой апроксимиращи прави линии										
		1		2		3			4			
		s	1	1	2	1	2	3	1	2	3	4
$I_s$ $I_n$	0,05	$\alpha_s$	8,240	3,830	9,180	2,520	7,800	9,540	1,740	5,220	8,080	9,560
		$a_s$	0,050	0,050	0,026	0,050	0,034	0,017	0,050	0,044	0,031	0,017
		$\beta_{max}, \%$	29,190	6,900		2,890			1,740			
	0,10	$\alpha_s$	6,820	2,140	7,820	1,320	5,430	8,530	0,890	2,970	5,740	8,540
		$a_s$	0,100	0,100	0,075	0,100	0,087	0,057	0,100	0,096	0,084	0,057
		$\beta_{max}, \%$	20,690	7,960		2,370			2,220			
	0,20	$\alpha_s$	4,850	1,110	5,650	0,690	3,150	6,450	0,450	1,540	3,350	6,450
		$a_s$	0,200	0,200	0,180	0,200	0,192	0,160	0,200	0,198	0,190	0,160
		$\beta_{max}, \%$	10,910	6,020		2,490			2,490			
	0,30	$\alpha_s$	3,650	0,740	4,280	0,460	2,180	4,970	0,300	1,040	2,310	4,960
		$a_s$	0,300	4,280	0,285	0,300	0,294	0,268	0,300	0,299	0,293	0,268
		$\beta_{max}, \%$	6,320	3,860		1,830			1,830			
	0,40	$\alpha_s$	2,900	0,560	3,400	0,340	1,660	3,950	0,220	0,780	1,760	3,970
		$a_s$	0,400	0,400	0,388	0,400	0,396	0,373	0,400	0,399	0,395	0,373
		$\beta_{max}, \%$	4,010	2,550		1,280			1,280			
	0,50	$\alpha_s$	2,380	0,450	2,800	0,290	1,320	3,260	0,180	0,630	1,420	3,280
		$a_s$	0,500	0,500	0,490	0,500	0,497	0,478	0,500	0,499	0,496	0,478
		$\beta_{max}, \%$	2,730	1,780		0,920			0,920			

Моделът на първата част на относителната характеристика на диференциалната защита Seram M87, показан на

таблица 2 е апробиран при цитираните по-горе тестове в Ер Ликид – Пирдоп.

Моделът на втората част на относителната характеристика на диференциалната защита Seram M87,

дефиниран в съответствие с гореописаната методика представлява една права ( $\alpha_s = 26.48^\circ, a_s = 0.017$ ) е универсален за всички възможни стойности на  $I_s$  и  $I_n$ . Максималната грешка от апроксимацията при този модел е  $\beta_{max} = 0.31\%$ .

Характеристиката с „висок“ ток на настройка на диференциалната защита Sepam M87 е дефинирана [2] с две прави линии и няма необходимост от създаване на модел за изпитването ѝ.

## 5. Заключение

Разработена е методика за създаване на модел (template), необходим за изпитване (с помощта на автоматизирана система за тестване) на диференциална защита на двигател, реализирана с цифрово устройство Sepam M87. Методиката обхваща двата възможни варианта – с и без софтуерен диференциален модул.

Създаден е универсален модел за изпитване на диференциална защита Sepam M87, приложим за различни стойности на тока на настройка  $I_s$ .

Методиката е апробирана при изпитване на диференциални защиты Sepam M87 в Ер Ликид - Пирдоп.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Schneider Electric (2006). *Electrical network protection. Protection guide*, 72. Schneider Electric, France.
2. Schneider Electric (2013). *Sepam series 80. Protection, metering and control functions. User's manual*. Schneider Electric, France.

Контакти

Адрес

СМС-С ЕООД, 2070 Пирдоп, ул. Г.Бенковски 3

E-mail: [stefan.chobanov@cmc-c.com](mailto:stefan.chobanov@cmc-c.com)



## ДИАГНОСТИКА НА ИЗОЛАЦИОНАТА СИСТЕМА НА СИЛОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ

НИКОЛИНА ПЕТКОВА

**Резюме:** В статията е разгледана диагностиката като средство за откриване на дефекти в изолацията на силовите трансформатори, техните подсистеми и отделните му части. Разглеждания проблем представя задълбочено изследване и анализ на силовия трансформатор, поради сложната му структура и различните възможности за възникване на повреда. Един от най-точните методи за диагностика е електрическо измерване за наличие на частични разряди в съоръжението. Задачите на техническата диагностика се отнасят до прилагане на теоретични знания и практически методи и средства за идентифициране на дефекти, причини за тяхната поява и процесите им на развитие в съоръженията.

**Ключови думи:** силови трансформатори, частични разряди, диагностика

## DIAGNOSTIC OF POWER TRANSFORMERS

NIKOLINA PETKOVA

**Abstract:** Diagnostic in this article is investigated like a tool for detection of faults occurring in power transformers, their subsystems and its individual parts. Depth research and analysis of the power transformer is presented because of its complex structure and different possibilities to arise damage. One of the most accurate diagnostic methods for electrical measurement is the presence of partial discharges in the equipment. The tasks of technical diagnostics are concerned to the application of theoretical knowledge and practical methods and tools to identify, reasons for their occurrence and procedure of development in the facilities.

**Key words:** power transformer, partial discharge, diagnostic

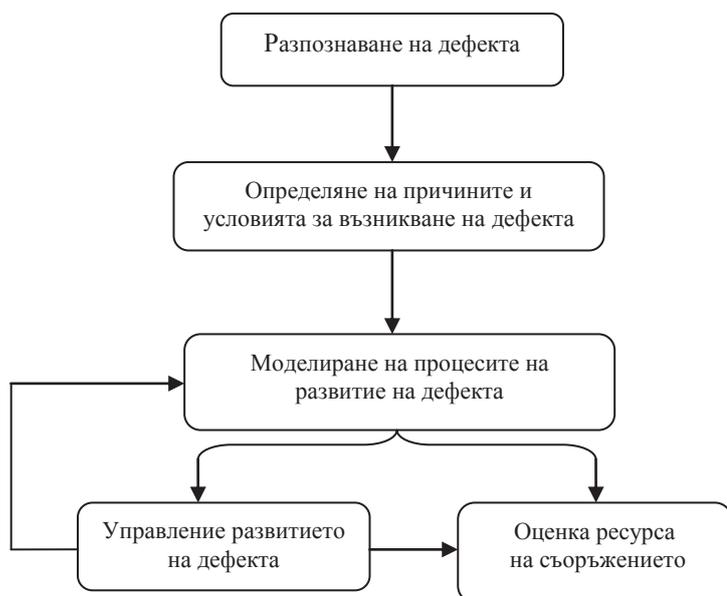
### 1. Въведение

Техническа диагностика или диагностика е област от теорията, методите и средствата за определяне техническото състояние на съоръженията. *Техническо диагностиране* или *диагностиране* е провеждане на процедури за определяне на работоспособността за дадено съоръжение. Под *контрол* на техническото състояние се разбира проверка на стойностите на даден параметър в зависимост от изискванията на техническата документация.

Наличието на информация за причините за възникване на дефектите и факторите,

влияещи на тяхното развитие, спомага за отстраняване или забавяне на тези дефекти чрез адекватни въздействия.

Задачите, които се изпълняват от специалистите по диагностика са схематично представени на Фиг. 1. Те трябва да анализират и синтезират информацията за съществуващите дефекти, причините и механизмите за тяхната поява и развитие. Въз основа на тази данни е необходимо те да препоръчат прилагането на оптимални технически мероприятия за бъдещата експлоатация на съоръженията.



Фиг. 1. Блокова схема за диагностичните задачи

Мероприятията за диагностика се реализират в три основни направления, представени както следва:

*Оглед* – той е традиционно средство за поддържане на работоспособността. Чрез него не се решават диагностични задачи и не се предотвратява повредата, а само се ограничава риска от авария.

*Диагностиране* – то е единен процес, при който чрез прилагане на комплекс от диагностични изпитвания се цели определяне на дефектите. Този процес може да бъде разгледан на етапи, например по условие на провеждане на изпитванията; по използвана технология; по средства за изпитване и други.

Започва се с определяне на състоянието без промяна в режима на експлоатация, чрез периодични или непрекъснати наблюдения и измервания. След това се изготвя оперативно диагностиране, което включва методите на физико-химичното, термовизионното, акустичното и вибрационно диагностиране и някои електрически измервания. Основната цел на оперативното диагностиране е определянето на характера на дефекта, потенциалните опасности и скоростта на неговото развитие. При липса на мониторинг, основната диагностична функция за осигуряване на безотказна експлоатация е оперативното диагностиране.

Обследването на обекта се извършва при изключено оборудване с помощта на резултатите от оперативното диагностиране.

*Мониторинг* – това е непрекъснато следене на даден параметър или група параметри. Системите за непрекъснато

наблюдение на съоръженията трябва да следят едни от най-важните параметри, изменението на които сигнализира за максимално възможен брой дефекти. Тези измервания позволяват откриване на развиващи се дефекти в ранен стадий [1].

## 2. Диагностика прилагана за силови трансформатори

Конструкцията на силовите трансформатори (СТ) е разнообразна и се характеризира с множество системи с взаимно свързани възли и агрегати, изготвени от различни материали.

Както при всички електроенергийни съоръжения, така и при силовия трансформатор електрическата изолация има определящо значение за нормалното му функциониране [1].

Изолационната система на съвременните силови трансформатори представлява сложен комплекс от конструктивни елементи, работещи при различни условия. Въздухът около въводите и материала, от който е изработено изолационното тяло формират външната изолация на СТ. Останалата част от изолационната система, намираща се вътре в казана на СТ, оформя вътрешната изолация. Вътрешна изолация притежават също и въводите, като при въводите за високо напрежение, тази изолация е независима. Вътрешната изолация на СТ се подразделя на главна и надлъжна. Главна е изолацията на дадена трансформаторна намотка и на галванично свързаните с нея части (регулатор на напрежение и изводи) спрямо други намотки, казан, магнитопровод и други заземени части. Надлъжна е изолацията между различните точки на една и съща намотка, между навивките, слоевете, разноименни фазови намотки и изводите.

За повишаване обективността на оценката на техническото състояние на силовия трансформатор трябва да се формира комплексно диагностиране, основано на множество изпитвания и анализи. Провеждането на комплексни диагностични мероприятия при СТ, може условно да се групира по следния начин:

*Първа група* – запознаване с техническата документация, характерните особености и възможни дефекти за дадения тип СТ. Запознаване с резултатите от провеждани измервания и изпитвания при работещ и изключен трансформатор.

*Втора група* – измервания, извършени при работещ СТ в режим на празен ход и при максимален товар. Те могат да включват:

✓ Измерване на частични разряди.

Частичният разряд е електрически разряд, който се развива в част от изолацията между електроди, намиращи се под различен потенциал [2]. Процесът на развитие на частичния разряд ускорява стареенето на изолационните системи. Оценката на скоростта на развитие на дефекта зависи от амплитудата, скоростта на изменение и мястото, където възникват частичните разряди в обема на силовия трансформатор.

✓ Акустично обследване на казана на трансформатора. Чрез него се определят източниците на акустична емисия. За тази цел се използва специализирано оборудване за локация на акустичните сигнали.

✓ Вибрационно обследване на трансформатора. То се основава на анализ на вибрационния спектър на повърхността на казана, на нивото на притягане на намотките и магнитопровода, общата якост на конструкцията и състоянието на маслените помпи и други възли.

✓ Термографическо обследване на казана, въводите, топлообменниците, електро двигателите и контактните съединения.

*Трета група* – физико-химични анализи на маслото:

✓ Хроматографски анализ на разтворените в маслото газове.

✓ Определяне съдържанието на фуранови производни в маслото.

✓ Инфрочервен спектроскопичен анализ на маслото за определяне съдържанието на антиокислителна присадка, шлам и други продукти на стареенето на маслото.

✓ Анализ на фракционния състав на механичните примеси в маслото.

✓ Измерване на диелектричните загуби в маслото и тяхната зависимост от температурата, характеризираща наличието на полярни продукти.

*Четвърта група* – обединява измерванията на системите за непрекъснат контрол (мониторинг) и ежедневните измервания на основните показатели, извършени от експлоатационния персонал.

*Пета група* – традиционни измервания като  $tg\delta$ , съпротивление на изолацията на намотките и въводите, съпротивление на намотките, загуби на празен ход и късо съединение и др. [1].

При възникване на електромагнитни смущения в електроенергийната система е необходимо изготвяне на комплексна оценка за качествена работа на електрическите съоръжения [3].

Чрез комплексната диагностика на силовия трансформатор и въз основа на резултатите от анализите се правят препоръки за бъдеща експлоатация, периодичност и обем на диагностичните мероприятия.

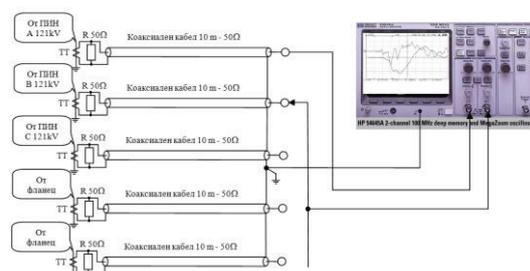
### 3. Диагностика на силов трансформатор чрез измерване на частични разряди

Диагностиката на силовите трансформатори чрез електрическо измерване на частични разряди, помага да се оцени дадено съоръжение и да се определят и анализират различията между разрушителен частичен разряд и проблеми, които засягат функционалното предназначение на трансформатора и съоръженията свързани към него. Изследваният обект е автотрансформатор KWF 160 001/380 E ;180 MVA; 220/110 kV.

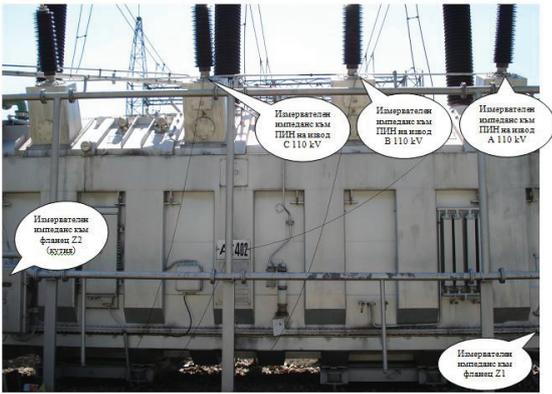
Основната цел на измерването е да се оцени състоянието на силовия трансформатор. Техниките за откриване и измерване на разрядите се базират на енергийният обмен, който се получава по време на разряда. При електрическият метод този обмен е обусловен от импулсен ток.

Вълните на напрежение или ток породени от наличие на частичен разряд се разпространяват със закъснение, което зависи от вида и диелектричните характеристики на разпространяващата среда - въздух или трансформаторно масло.

Електрическата верига, показана на Фиг.2 включва измервателни преобразователи, свързващи кабели с еднаква дължина и цифров осцилоскоп. Измервателните преобразователи могат да се монтират директно към казана на трансформатора – към фланци, болтови връзки на корпуса или се осъществява монтаж чрез свързващи кондензатори – капацитивни делители. За да бъдат точни резултатите са необходими поне пет измервателни точки по повърхността на казана.



Фиг. 2 Измервателна верига



Фиг. 3 Разположение на измервателните преобразователи

При измерването на сигналът с възможно най-малка деформация и с еднакво закъснение, дължината на свързващите кабели между осцилоскопа и изследвания обект трябва да е минимална и еднаква до всяка измервателна точка.

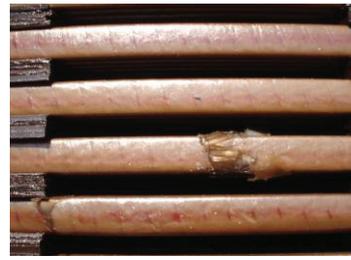
Приема се, че от един източник на частични разряди времето на разпространение на електромагнитната вълна до точките на измерване е различно и е по-голямо до по-отдалечените измервателни точки.

Въз основа на направено електрическо измерване на частични разряди е изготвена диагностика на силов трансформатор със заключителна препоръка за отваряне и ремонт на съоръжението. При диагностиката бе установено мястото на развитие на разряда, а именно между намотка високо напрежение и защитния екран на трансформатора.



Фиг. 4 Отваряне на силов трансформатор

След отваряне на трансформатора се установи нарушена изолация на намотка високо напрежение, показано на Фиг.5 и следи от разряди по екрана, които са показани на Фиг.6.



Фиг. 5 Нарушена изолация на намотка



Фиг. 6 Следи от разряд

#### 4. Заключение

От разгледаните в статията проблеми, следва че всеки от методите за диагностика има своите предимства и недостатъци. Съвместното им използване в различни комбинации - акустичен, електрически, електромагнитен, термовизионен и други, допринася за анализиране състоянието на силовия трансформатор. Точността на определяне мястото на дефекта с помощта на измерване на частични разряди е доказана след отваряне на силовия трансформатор.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Василев А. (2009), „Приложение на диелектричната спектроскопия при определяне степента на овлажняване и стареене на изолацията на силовите трансформатори”, ТУ Варна
2. Kuffel E., Zaengel W., Kuffel J.,(2000), "High Voltage Engineering: Fundamentals", Elsevier.
3. Bozhkov St. (2014), About Quality of Electrical Power in grids with connected photovoltaic sources. 10<sup>th</sup> Summer school "Advanced Aspects of Theoretical Electrical Engineering Sozopol'14", ISSN: 1313-9487, pp.128-133

Контакти – гл. ас. д-р Николина Петкова, ТУ София, Факултет автоматика, катедра Теоретична електротехника  
Адрес: София 1000, бул „Кл. Охридски” № 8  
E-mail: npetkova@tu-sofia.bg



## НАСТРОЙКА И ИЗПИТВАНЕ НА ДИФЕРЕНЦИАЛНА ЗАЩИТА НА ТРАНСФОРМАТОРИ (ANSI CODE 87T)

СТЕФАН ЧОБАНОВ

**Резюме:** Предлага се методика за създаване на модел, необходим за определяне на настройката и изпитване (с помощта на автоматизирана система за тестване) на диференциална защита на трансформатор, реализирана с цифрово устройство Sepam T87. Методиката е апробирана при изпълнение на проект за модернизация на системите за защита и управление в Централна разпределителна подстанция (ЦРП) на Дънди Прешъс Металс Челопеч ЕАД (ДПМЧ), където са внедрени Sepam T87 за защита на трансформаторите 110/6 kV и 110/10 kV.

**Ключови думи:** изпитване, диференциална, защита, трансформатор, модел

## SETTINGS AND TESTS OF TRANSFORMER DIFFERENTIAL PROTECTION (ANSI CODE 87T)

STEFAN CHOBANOV

**Abstract:** With the Report is proposed a methodology for creating a template, for definition of the settings and the testing (using an automated testing system) of a transformer differential protection, realized with a digital device type Sepam T87. The methodology is approbated in performance of a project for modernization of a system for protection and control in the Main Distribution Substation at Dundee Precious Metals Chelopech (DPMC), where is implemented a the Sepam T87 for protection of the transformers 110/6 kV u 110/10 kV.

**Key words:** test, differential, protection, transformer, template

### 1. Същност на проблема

Основните проблеми при изграждането на диференциалната защита на трансформатора са: относително големите стойности на намагнитващия ток при включване; влиянието на стъпковия регулатор на напрежението; появата на токове на небаланс при повишено захранващо напрежение; отстройването от токовете на външни къси съединения (КС); лъжливите сработвания при повреда в токовете трансформатори [1]. В съвременните цифрови защитни устройства тези проблеми са решени в голяма степен, но за сметка на относително по-сложна функционално-структурна схема спрямо по-старите системи от електромеханичен тип, което рефлектира върху настройката и

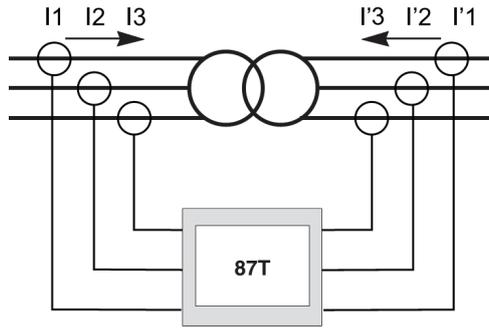
тестването на защитите. Големото многообразие на предлаганите цифрови защити и непрекъснатото им модифициране обуславя необходимостта от съответни специфични модели (templates) на характеристиките за защитните им функции, необходими при изпитване с наличните автоматизирани системи за тестване.

### 2. Специфични особености на диференциална защита Sepam T87

Диференциалната защита на трансформатори (ANSI code 87T), реализирана със Sepam T87 защитава от междуфазни КС в зоната между токовете трансформатори (ТТ) за измерване на токовете (I1, I2, I3) и ТТ за

измерване на токовете ( $I_1, I_2, I_3$ ), показани на фиг.1. Защитата работи чрез сравнение на

фазовите токове (по амплитуда и фаза) от двете страни на трансформатора.



Фиг. 1. Принципна схема

Независимо от начина на присъединяване на първичните намотки, вторичните трябва да бъдат свързани насрещно, т.е. и двата звездни центъра да са към защитаваното съоръжение или обратно.

В Seram T87 се въвеждат номиналните стойности на мощността  $S_n$  и напреженията  $U_{n1}$  и  $U_{n2}$  на защитавания трансформатор, на която основа се изчислява преводното му отношение и респективно се съпоставят амплитудите на токовете. С помощта на въведената група на свързване на трансформатора се определя фазовата разлика между токовете.

Измерените стойности на фазовите токове  $\vec{I}_x$  ( $x=1,2,3$ ) се преизчисляват за осигуряване на нечувствителност на диференциалната защита при външни повреди. За целта се игнорира тока с нулева последователност

$$\vec{I}_{xm} = \frac{\vec{I}_x}{I_{n1}} - \frac{\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3}{3I_{n1}} \quad (1)$$

където  $x=1,2,3$

$I_{n1}$  – номиналният ток в намотка 1 на трансформатора.

Намотка 1 е включена към веригата, на която съответстват токовете  $I_1, I_2, I_3$  и напрежението  $U_{n1}$ , а намотка 2 - към веригата, на която съответстват токовете  $I'_1, I'_2, I'_3$  и напрежението  $U_{n2}$ .

Диференциалният ток  $I_d$  и измереният фазов ток  $I_t$  се изчисляват на основата на токовете  $I_m$  и  $I'_m$ .

- Диференциален ток:

$$I_{dx} = \left| \vec{I}_{xm} + \vec{I}'_{xm} \right| \quad (2)$$

където  $x=1,2,3$

- Фазов ток:

$$I_{tx} = \max \left( \left| \vec{I}_{xm} \right|, \left| \vec{I}'_{xm} \right| \right) \quad (3)$$

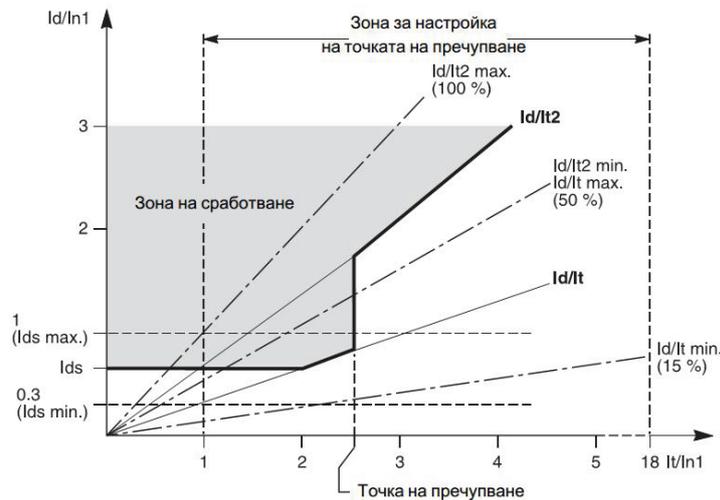
където  $x=1,2,3$

Защитата сработва, ако поне един от диференциалните токове стане по-голям от граничната стойност, дефинирана чрез:

- „Високият“ диференциален ток на настройка.
- В съответствие с относителната характеристика (percentage-based curve) с две различни наклонени части.
- „Ниският“ диференциален ток на настройка.

Зоната на сработване на диференциалната защита е показана на фиг.2.

„Високият“ диференциален ток на настройка (High set point) осигурява бързо изключване при големи диференциални токове, без възможност за въвеждане на времезакъснение на изключването. Прагът на сработване на тази защита трябва да бъде по-голям от стойността на  $I_d / I_{n1}$  при първоначално включване на трансформатора.



Фиг. 2. Характеристика на диференциалната защита Setpoint T87

Относителната характеристика се състои от няколко части, които се дефинират, както следва:

- „Нисък“ диференциален ток на настройка / a low set point ( $I_{ds}$ )
- Две прави линии, пресичащи началната точка на координатната система с регулируем наклон за всяка от тях ( $I_d / I_t$  и  $I_d / I_{t2}$ )
- Точка на смяната на наклона / the slope change point.

Характеристиката трябва да бъде построена по начин, отчитащ грешката на измерителните трансформатори и грешката в преводното отношение на силовия трансформатор, която може да бъде предизвикана от стъпалния регулатор на напрежението.

Предвидени са следните задръжки на сработването на защитата:

- Автоадаптивна или конвенционална задръжка по хармоник.
- Първоначално захранване на трансформатора.
- Повреда в ТТ.

Автоадаптивната задръжка на сработването на защитата е особено подходяща за трансформатори, при които намагнитващият ток е по-малък от  $8I_{n1}$  или  $8I_{n2}$ , в зависимост от страната на захранване на трансформатора.

Задръжката предпазва защитата от неселективни изключения при външни повреди чрез анализ на втори и пети хармоник, диференциалните и фазовите токове. Тя задръжва сработването на защитата при:

- Първоначално включване на трансформатора
- Несиметрични повреди извън зоната на действие на защитата, които предизвикват насищане на ТТ
- При повишено захранващо напрежение (overfluxing).

При наличие на хармоници задръжката автоматично увеличава „ниския“ диференциален ток на настройка и „повдига“ относителната характеристика.

Тази част от защитната функция е почувствителна от „високия“ диференциален ток на настройка. Следователно при въвеждането на този тип задръжка няма необходимост от използването на „високия“ диференциален ток на настройка. Нещо повече, тъй като задръжката игнорира действието на големите токове, които могат да наситят ТТ, то втората наклонена част на относителната характеристика  $I_d / I_{t2}$  може да не се активира.

Конвенционалната задръжка има настройка по втори хармоник за всяка фаза и настройка по пети хармоник за всяка фаза.

Задръжката по втори хармоник предпазва защитата от сработване при първоначално захранване на трансформатора и при насищане на ТТ. Задръжката може да бъде обща (cross-blocking: действа на трите фази, при превишаване настройката на задръжката само в една от тях) или пофазна (no cross-blocking: действа само на фазата с превишена настройка на задръжката). Препоръчва се общата задръжка.

Задръжката по пети хармоник предпазва защитата от сработване при захранване на трансформатора с повишено напрежение. Задръжката може да бъде обща (т.е. задръжва и трите фази) или пофазна (действа само на фазата

с превишена настройка на задръжката). Препоръчва се пофазната задръжка.

*Задръжка при включване.* В някои случаи съдържанието на висши хармоници в намагнитващия ток на трансформатора не е достатъчно да активира задръжката на сработването на защитата. Възможно е активирането на допълнителна задръжка. Тази задръжка се прилага към относителните елементи на характеристиката за регулируем период от време Т. Тя не се прилага по отношение на „високия“ диференциален ток на настройка.

*Задръжка при повреда в ТТ.* Повреда в ТТ може да стане причина за необоснована поява на диференциален ток и респективно – нежелано изключване. Задръжката установява спадане на измерван ток до нулева стойност, придружено с неадекватни резултати от анализа на диференциалните и фазови токове.

Векторната диаграма на токовете, измерени от Seram може да се визуализира на РС чрез софтуера SFT2841. Вследствие насрещното свързване на вторичните намотки на ТТ векторите на токовете  $i'1, i'2, i'3$  са завъртени на 180°. Пример: Векторната диаграма на трансформатор 5-та група, визуализирана на РС ще има вида на 11-та група.

### 3. Параметриране на настройките на диференциална защита

*Определяне на „ниския“ диференциален ток на настройка  $I_{ds}$ .* Минималният ток на настройка на „ниския“ диференциален ток  $I_{ds}$  се определя чрез сумиране на грешките [2], както следва:

$$I_{ds} \geq 100 \cdot \left[ \frac{(100 + \beta)}{100} - \frac{(100 - \alpha)}{(100 + b)} \right] + \gamma \quad (4)$$

където:

$b$  е максимално отклонение на стъпалния регулатор на напрежението на трансформатора [в % от  $U_n$ ]

$\alpha$  - грешка на ТТ на страна средно напрежение [в % от  $I_n$ ].  $I_n$  е номиналният ток на първичната намотка на ТТ, присъединени във веригата на намотка 1.

$\beta$  - грешка на ТТ на страна ниско напрежение [в % от  $I'_n$ ].  $I'_n$  е номиналният ток на

първичната намотка на ТТ, присъединени във веригата на намотка 2.

$\gamma$  – грешка на защитното реле в съответствие с изискванията на IEC 60255-6.

Пример: Трансформатор №2 в ОРУ 110/10/6 kV на ДПМЧ с технически параметри:  $S=16MVA$ ,  $U_{n1}=110kV$ ,  $I_{n1}=84A$ ,  $U_{n2}=6,3kV$ ,  $I_{n2}=1446A$ . Трансформаторът се захранва към намотка 1.

Максимално отклонение на стъпалния регулатор:  $b = 15\%$

Група на свързване Ynd5

Токови трансформатори:

- Към намотка 1: 150A/5A, 5P20,  $\alpha = 5\%$
- Към намотка 2: 2000A/5A, 5P10,  $\beta = 5\%$

Грешка на Seram:  $\gamma = 5\%$

Сумарната грешка в съответствие с (4) е 24,4%.

Следователно „ниският“ диференциален ток на настройка  $I_{ds}$  се приема равен на минималнодопустимата стойност 30%.

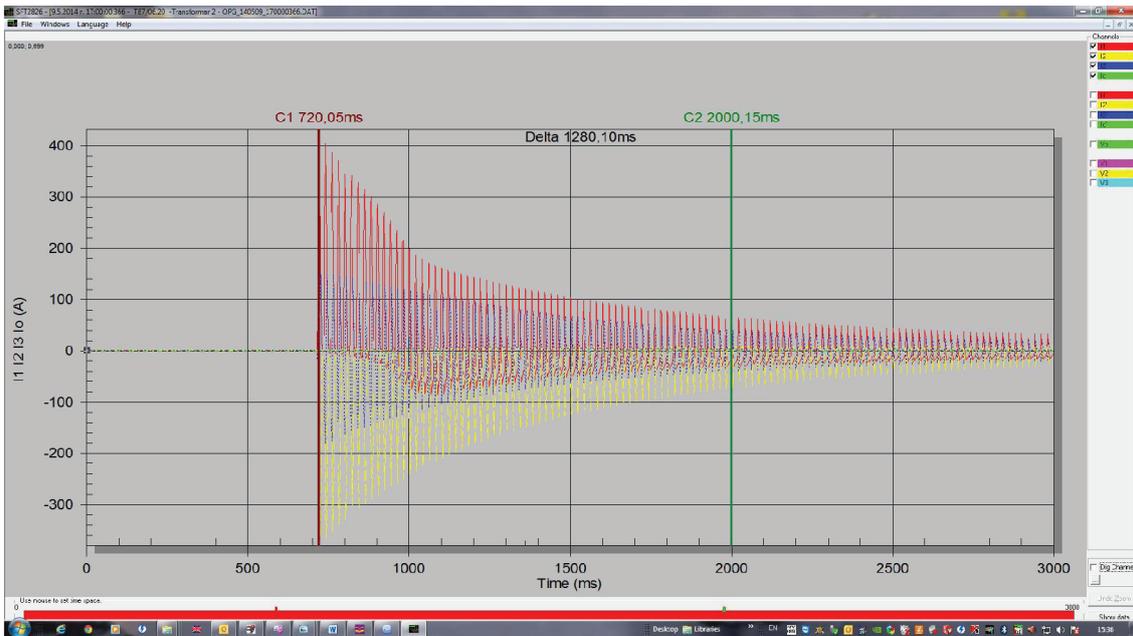
*Определяне на първата наклонена част на относителната характеристика  $I_d / I_t$ .* Минималният наклон на  $I_d / I_t$  се определя чрез сумиране на грешките [2], както следва:

$$\frac{I_d}{I_t} \geq 100 \cdot \left[ 1 - \frac{(100 - \alpha) \cdot 100}{(100 + b)(100 + \beta)} \right] + \gamma + r \quad (5)$$

където  $r$  е резерв за сигурност: 5%

За примера с Трансформатор №2 сумарната грешка в съответствие с (4) е 28%, следователно първата наклонена част на относителната характеристика  $I_d / I_t$  се приема равна на 28%.

*Избор на задръжка – автоадаптивна или конвенционална.* В случая с Трансформатор №2 няма данни от производителя за максималната стойност на намагнитващия ток, поради което последният е измерен с помощта на монтирания в релейното табло Seram 1000+ Т87. Намагнитващият ток на Трансформатор №2 е заснет при първоначалното му поставяне под напрежение след двумесечно изключване (Фиг. 3).



Фиг. 3. Намагнитващ ток на трансформатор №2 след двумесечно изключване.

От фиг.3 е отчетена максимална стойност на намагнитващия ток 430 А.

При последващи две включения на трансформатора отчетените максимални стойности на намагнитващия ток са значително по-малки (190 А и 230 А).

Тъй като  $\widehat{I}_{Inr} < 8$  се избира автоадаптивен вариант на задръжката.

В случая втората част на относителната характеристика и „високият“ диференциален ток не са необходими.

#### 4. Характеристика на диференциалната защита на Трансформатор №2 в относителни единици

От уравненията:

$$\begin{cases} \frac{I_d}{I_{n1}} = I_{ds} = 0,30 \\ \frac{I_d}{I_t} = 0,28 \end{cases} \quad (6)$$

се извежда

$$\frac{I_t}{I_{n1}} = 1,07 \quad (7)$$

т.е. общата точка на двете характеристики е с координати

$$\begin{cases} \frac{I_d}{I_{n1}} = 0,30 \\ \frac{I_t}{I_{n1}} = 1,07 \end{cases} \quad (8)$$

или характеристиката на диференциалната защита в относителни единици добива вида

$$\begin{cases} \frac{I_d}{I_{n1}} = I_{ds} = 0,30, & \text{при } \frac{I_t}{I_{n1}} \leq 1,07 \\ \frac{I_d}{I_{n1}} = 0,28 \frac{I_t}{I_{n1}}, & \text{при } \frac{I_t}{I_{n1}} \geq 1,07 \end{cases} \quad (9)$$

#### 5. Характеристика на диференциалната защита на Трансформатор №2 в абсолютни стойности

$$\begin{cases} I_{ds} = 0,30 I_{n1} = 25,20 \text{ A}, & \text{при } I_t \leq 1,07 I_{n1} = 90 \text{ A} \\ I_d = 0,28 I_t, & \text{при } I_t \geq 90 \text{ A} \end{cases} \quad (10)$$

#### 6. Изпитване на защитата

Избор на изпитателни точки от характеристиката на защитата

Избират се 5 стойности за  $I_{tx}$  в интервала  $(0 \div 1.07)I_{n1}$ , напр.  $(0.2, 0.4, 0.6, 0.8$  и  $1.0)I_{n1}$  или  $(17, 34, 50, 67$  и  $84)\text{A}$ . В същия интервал  $I_{ds} = 25,20 \text{ A}$ .

Избират се 5 стойности за  $I_{tx} \geq 1.07 I_{n1}$ , напр.  $(2, 3, 4, 5$  и  $6) I_{n1}$  или  $(168, 252, 336, 420$  и

504)А. Съответните стойности за  $I_d$  са (47.04, 70.56, 94.08, 117.60 и 141.12)А.

Стойностите на  $I_x'(x=1,2,3)$ , съответстващи на избраните стойности за  $I_{tx}$  ( $x=1,2,3$ ) се изчисляват по израза

$$I_x' = (I_{tx} - I_d) \frac{U_{n1}}{U_{n2}} \quad (11)$$

и получените стойности са показани на таблица 1. В същата таблица са показани стойностите на вторичните токове  $i_{tx}$  и  $i_x'$ , съответстващи на изпитателните точки от характеристиката на диференциалната защита, както и тестови стойности  $i_{x.1}' = 1.1i_x'$ , при които защитата не трябва да сработва, респ.  $i_{x.2}' = 0.9i_x'$ , при които защитата трябва да сработва.

Таблица 1

Характеристика на диференциалната защита в относителни единици		Характеристика на диференциалната защита в амperi							Тестови вторични токове, А	
									Защитата не трябва да сработва	Защитата трябва да сработва
<b>"Нисък" диференциален ток на настройка</b>										
$I_t / I_{n1}$	$I_d / I_{n1}$	$I_{tx}, A$	$I_{ds}, A$	$I_x', A$	$i_{tx}, A$	$i_x', A$	$i_{x.1}', A$	$i_{x.2}', A$		
0,20	0,30	16,8	25,20	-146,7	0,56	-0,37	-0,33	-0,40		
0,40	0,30	33,6	25,20	146,7	1,12	0,37	0,40	0,33		
0,60	0,30	50,4	25,20	440,0	1,68	1,10	1,21	0,99		
0,80	0,30	67,2	25,20	733,3	2,24	1,83	2,02	1,65		
1,00	0,30	84	25,20	1026,7	2,80	2,57	2,82	2,31		
<b>Обща точка на двете характеристики</b>										
1,07	0,30	89,88	25,20	1129,3	3,00	2,82	3,11	2,54		
<b>Първа наклонена част на относителната характеристика <math>I_d/I_t</math></b>										
$I_t / I_{n1}$	$I_d / I_{n1}$	$I_{tx}, A$	$I_{ds}, A$	$I_x', A$	$i_{tx}, A$	$i_x', A$	$i_{x.1}', A$	$i_{x.2}', A$		
2,00	0,56	168	47,04	2112,0	5,60	5,28	5,81	4,75		
3,00	0,84	252	70,56	3168,0	8,40	7,92	8,71	7,13		
4,00	1,12	336	94,08	4224,0	11,20	10,56	11,62	9,50		
5,00	1,40	420	117,60	5280,0	14,00	13,20	14,52	11,88		
6,00	1,68	504	141,12	6336,0	16,80	15,84	17,42	14,26		

Фазовата разлика между векторите на вторичните токове  $\vec{i}_{tx}$  и  $\vec{i}_x'$  трябва да съответства на 5-та група на свързване със завъртане на  $\vec{i}_x'$  на  $180^\circ$ , т.е. в съответствие с 11-та група на свързване.

### 7. Заключение

Разработена е методика за създаване на модел (template), необходим за настройка и изпитване (с помощта на автоматизирана система за тестване) на диференциална защита на трансформатор, реализирана с цифрово устройство Sepam T87.

Методиката е апробирана при изпълнение на проект за модернизация на системите за защита и управление в Централна

разпределителна подстанция (ЦРП) на Дънди Прешъс Металс Челопеч ЕАД (ДПМЧ), където са внедрени Sepam T87 за защита на трансформаторите 110/6 kV и 110/10 kV.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Preve, C. (June 1996 г.). Industrial network protection guide. France.
2. Schneider Electric. (2013). Electrical Network Protection Sepam series 80 Protection, metering and control functions. User's manual. Rueil Malmaison - France: Schneider Electric.

Контакти

Адрес

СМС-С ЕООД, 2070 Пирдоп, ул. Г.Бенковски 3

E-mail: stefan.chobanov@cmc-c.com



## ДОПЪЛНИТЕЛНИ ЗАГУБИ ВЪВ ВЪЗДУШНИ ТОКООГРАНИЧАВАЩИ РЕАКТОРИ

ДИНЬО КОСТОВ, ГЕОРГИ ГАНЕВ

**Резюме:** В доклада се разглеждат допълнителните загуби възникващи във въздушни токоограничаващи реактори при наличие на метални защитни прегради. Използвайки метода на крайните елементи са определени допълнителните загуби при хоризонтално и при вертикално разположение на три въздушни реактора включени в трифазна мрежа. Анализирани са причините за възникването им.

**Ключови думи:** въздушни токоограничаващи реактори, допълнителни загуби, МКЕ

## CURRENT LIMITING AIR REACTORS ADDITIONAL LOSSES

DINJO KOSTOV, GEORGI GANEV

**Abstract:** The additional losses existing into air current limiting reactors have been studied in this paper. Using finite element method the additional losses into three air current limiting reactors with horizontal and vertical position connected in three phase grid have been determined. The causes of their rising are analyzed.

**Key words:** air current limiting reactors, additional losses, finite element method

### 1. Въведение

Въздушните токоограничаващи реактори се използват от двадесетте години на миналия век, първоначално от фирмата Westinghouse Electric, а впоследствие – и от други фирми от този бранш. Понастоящем, въздушните реактори се използват като част от филтрите за висши хармоници, като изглаждащи реактори и др. [1]

В нас въздушните токоограничаващи реактори намират приложение в мрежите средно напрежение със сравнително големи токове на късо съединение. Това са предимно вътрешнозаводски мрежи 6kV или разпределителни мрежи 20kV с малка дължина. Най-често използваните реактори са произвеждани в бившата СССР.

Тези съоръжения, често наричани бетонни реактори, се отличават с простота, висока надежност и лесна поддръжка.

В доклада са представени резултати от проведено симулационно изследване на допълнителните загуби, възникващи в

предпазните метални прегради използвани за обезопасяване на бетонните реактори.

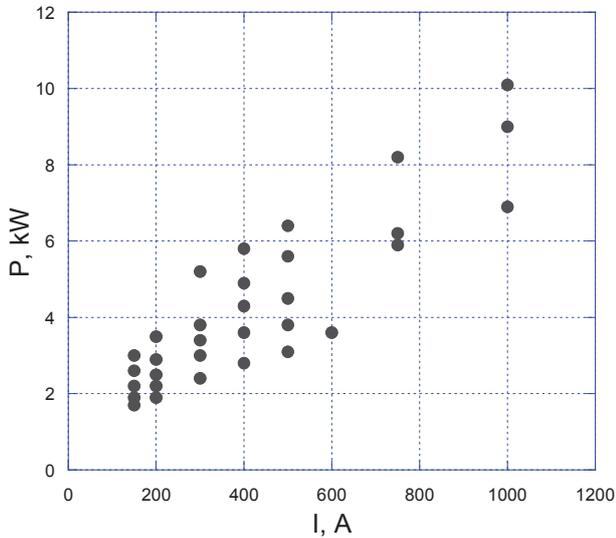
### 2. Загуби в токоограничаващите реактори

Загубите във въздушните токоограничаващи реактори за средно напрежение (Ср.Н.) се дължат на омическите загуби в проводника от който е навита тяхната бобина [2,3]. На фиг.1 са дадени загубите във въздушни реактори, в зависимост от номиналния ток [4].

Магнитното поле на реактора е причина за възникване на вихрови токове във металните детайли от неговата конструкция. Тези допълнителни загуби трудно се определят по-аналитичен път и обикновено се пренебрегват [3].

На базата на известни инженерни методики, е съставен алгоритъм за определяне на геометричните размери и на загубите в токоограничаващите реактори [2,5].

Въз основа на определените геометрични размери и основните конструктивни параметри (брой навивки, сечение на проводника, слоеве на намотката и др.), използвайки метода на крайните елементи (МКЕ) са съставени симулационни модели.



Фиг. 1. Паспортни загуби в токоограничаващи реактори Ср.Н.

Симулирани са четири типа токоограничаващи реактори за номинално напрежение 10kV: РБ10-150-4; РБ10-300-5; РБ10-500-4 и РБ10-1000-8. Получените резултати са сравнени със справочните данни [4,5]. Тъй като паспортните данни се отнасят по-скоро до масо-габаритни размери, допълнително е определено съпротивлението на намотката на всеки един типоразмер от изследваните реактори. Изчислените стойности на загубите и на техните съпротивления са дадени в табл.1.

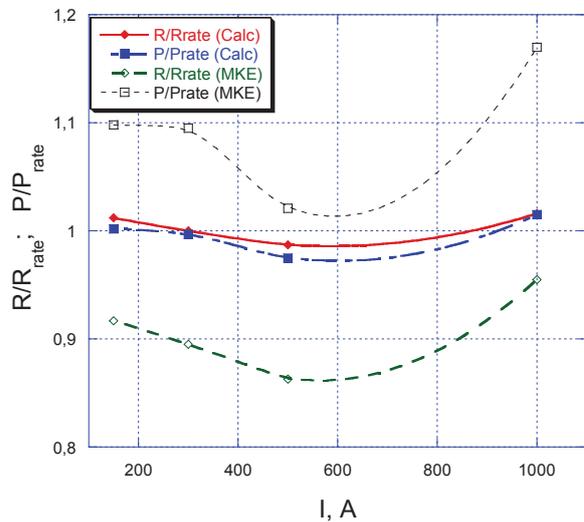
Таблица 1. Параметри на токоограничаващите реактори

Тип	Ном.ток, А	Загуби, kW	Съпр., mΩ
РБ10-150-4	150	1,9	84
РБ10-300-5	300	3,4	38
РБ10-500-4	500	3,8	15,2
РБ10-1000-8	1000	8	9

На фиг.2 са представени относителните съпротивления и относителните загуби, получени чрез прилагане на инженерна методика и на МКЕ.

Чрез използваната инженерна методика се получат резултати сравнително близки до паспортните. Относителната разлика за изчислените съпротивления на реакторите не

надвишава 1,6%, а за загубите - 2,5%. Резултатите, получени чрез МКЕ се отличават от паспортните и максималната разлика за съпротивлението и за загубите достига до 17%. Това се дължи на факта, че при математическото моделиране се използват изчислените стойности на конструктивните параметри, а не действителните параметри на реакторите. Не се отчитат загубите в изводите и присъединителната арматура. Следваща причина за възникването на сравнително голямата разлика е това, че повечето от реакторите са произведени и съответно - инсталирани в периода 1960-1985г. Специфичното съпротивление на използваните през посочения период медни проводници е от 3% до 7% по-голямо от това, използвано при създаването на симулационния модел.



Фиг.2. Токове и загуби в токоограничаващите реактори, определени чрез инженерна методика и чрез МКЕ

### 3. Определяне на допълнителните загуби в токоограничаващите реактори

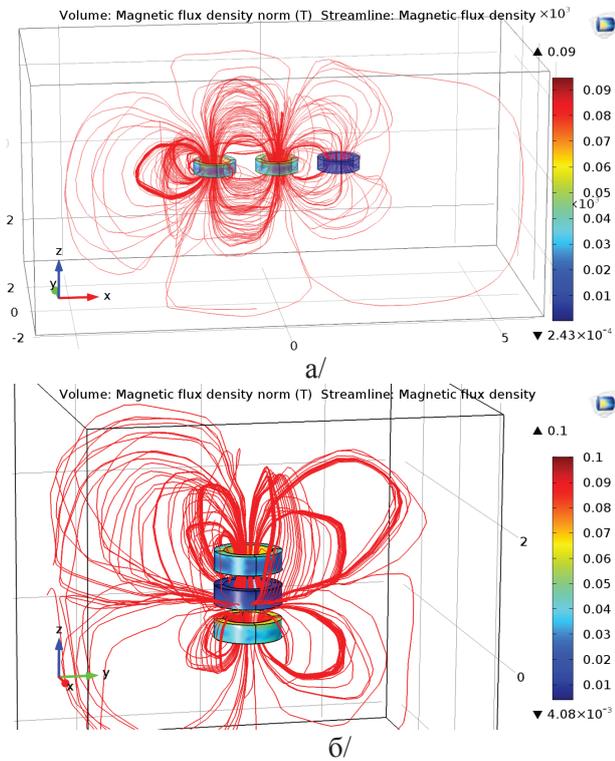
В непосредствена близост до въздушните реактори се разполагат защитни прегради, чрез които се гарантира безопасността на обслужващия персонал (фиг.3). Обикновено, това са леки метални конструкции, върху които е поставена мрежа. Разстоянието между реактора и защитните прегради се определя от номиналното напрежение на електрическата мрежа.

На фиг.4 е показано разпределението на магнитния поток на три въздушни токоограничаващи реактора от типа РБ10-150-4, с хоризонтално и вертикално разположение. В непосредствена близост до въздушните реактори се разполагат защитни прегради, чрез които се гарантира безопасността на обслужващия

персонал (фиг.2). Обикновено, това са леки метални конструкции, върху които е поставена телена мрежа.



**Фиг.3.** Общ вид на токоограничаващи реактори Ср.Н., използвани във вътрешнозаводска подстанция



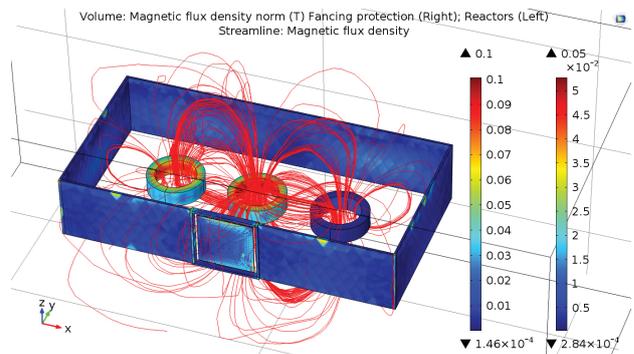
**Фиг.4.** Разпределение на резултантния магнитен поток около три токоограничаващи реактора с хоризонтално (а) или вертикално (б) разположение

Прави впечатление, че при вертикално разположение на реакторите, резултантният магнитен поток е съсредоточен във височина, като и в двата случая магнитната индукция не надвишава 0,1Т.

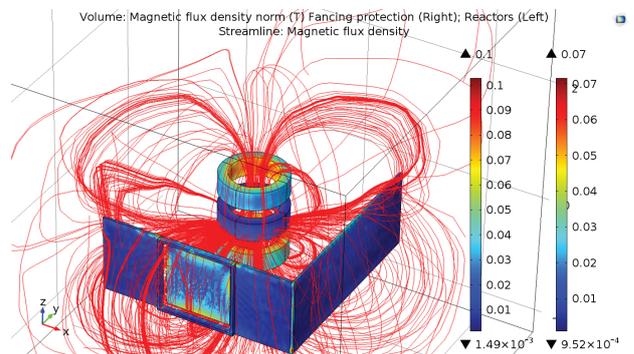
Ако около реакторите се постави защитна метална преграда, в нея се индуцират вихрови токове. Върху тяхната големина

влияние оказват разстоянието между реакторите и съоръжението, качеството на монтажа, от степента на корозия и други фактори, чието влияние е трудно за оценяване.

На фиг.5 и на фиг.6 са представени картините на магнитните полета в два често срещани случая - при хоризонтално разположени реактори и О-образна защитна преграда и вертикално разположени реактори и L-образна преграда.



**Фиг.5.** Разпределение на резултантния магнитен поток около три токоограничаващи реактора с хоризонтално разположение защитно съоръжение с О-образна форма

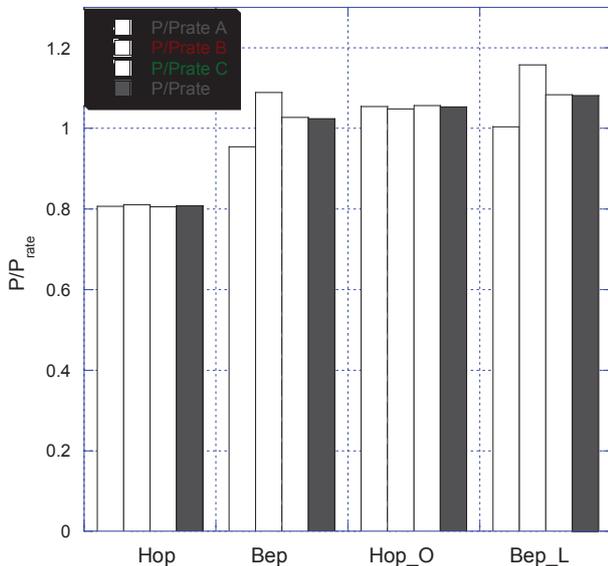


**Фиг.6.** Разпределение на резултантния магнитен поток около три токоограничаващи реактора с вертикално разположение и защитно съоръжение с L-образна форма

Тъй като при вертикално разположение на реакторите, магнитното поле е съсредоточено във височина, магнитната индукция предизвиква индуциране на по-големи токове в защитната преграда. Това е особено характерно за металната врата при L-образната конструкция.

На фиг.7 са дадени допълнителните загуби възникващи в токоограничаващите реактори поради използването на метални прегради. Получените стойности са приведени към определените с МКЕ загуби за единичен реактор. Редът на фазите при хоризонтално разположение е А,В,С от ляво на дясно и А,С,В

от горе надолу при вертикално разположение. Посочени са относителните загуби за трите фази поотделно и средните загуби в трите еднофазни реактора с хоризонтално разположение (означени като Хор) и същите реактори с О-образна преграда (озн. Хор\_О). Установено е, че средните относителни загуби са съответно около 80,8% и 105% спрямо номиналните.



Фиг.7. Допълнителни загуби в реакторите със защитни съоръжения

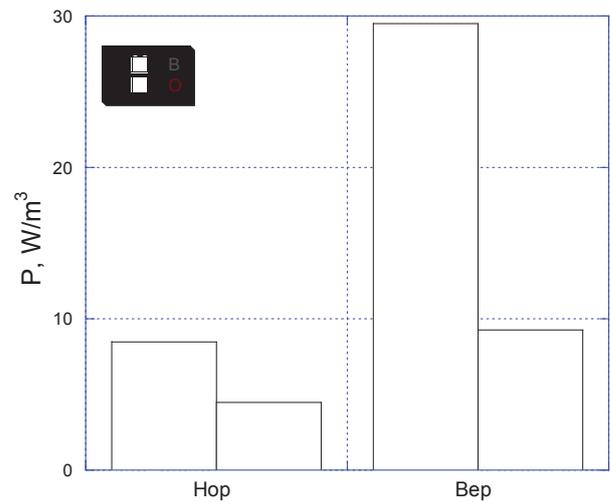
Относителните загуби в трите еднофазни реактора с вертикално разположение и загубите при същите реактори и преграда с L-образна форма (означени съответно като Вер и Вер\_L) са 102,4% и 108,2% спрямо номиналните. Най-големи са загубите в реактора С (115,8% при Вер\_L и 108,9% при Вер).

На фиг.8 са дадени загубите на единица площ възникващи в металната преграда (озн.с О) и във вратата (озн. с В). Общите загуби на единица площ от металната преграда при вертикално разположение на реакторите са 3 пъти по-големи отколкото при хоризонтално разположение.

Причината за увеличаване на загубите при вертикално разположение на реакторите е по-високата плътност на резултантния магнитен поток в зоната около реакторите. Това води както до нарастване на загубите в реактора, разположен в средата, така и до увеличаване на вихровите токове в металната преграда.

#### 4. Заключение

Използвайки МКЕ е проведено изследване на влиянието на защитните метални прегради върху загубите в токоограничаващите реактори.



Фиг.8. Загуби в защитните съоръжения

Установено е, че средните загуби при вертикално разположение на три реактора превишават загубите в единичен реактор с повече от 10%. За сравнение при хоризонтално разположение на реакторите относителните загуби в един реактор нарастват с около 8%.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Alstom. Air Core Reactors Brochure GB.pdf
2. Александров, А., З.Гергова, В.Пиперов. (2010). *Ръководство за семинарни упражнения по електрически апарати*, стр.123-129, ТУ-София, София.
3. Стерин, В.Г., А.К.Карпенский. (1965). *Токоограничающие реакторы*, стр.85-97, Энергия, Москва.
4. Стефанов, И., и др. (1981). *Справочник на енергетика*, стр.100-237, Техника, София.
5. Федоров, А.А. (1986). *Справочник по электроснабжению и электрооборудованию*, т.1, стр.175-182, Энергоатомиздат, Москва.

Адрес  
Department of Electrical Engineering  
Technical University–Sofia, Branch Plovdiv  
25 Tsanko Dystabanov St.  
4000 Plovdiv  
BULGARIA  
E-mail: [snapon\\_891@abv.bg](mailto:snapon_891@abv.bg)  
E-mail: [gganev@tu-plovdiv.bg](mailto:gganev@tu-plovdiv.bg)



## МОДЕЛИРАНЕ РАЗПРОСТРАНЕНИЕТО НА ТОПЛИНА И ВРЕДНОСТИ ПРИ ОТЧИТАНЕ ДВУФАЗНИЯ ХАРАКТЕР НА ТЕЧЕНИЕТО

СВЕТЛИН АНТОНОВ

**Резюме:** *Разпространението на топлина и вредности (твърди примеси, аерозоли, капки) в околната среда може успешно да се опише с помощта на теорията на двуфазните турбулентни неизотермични течения. Вредностите и топлината имат антропогенен или природен произход и създават условия за замърсяване на околната среда, често оказвайки катастрофално въздействие върху нея. На базата на теорията на двуфазните течения е създаден математически модел, който отразява много точно физическата картина на течението.*

**Ключови думи:** *математически модел, турбулентен модел, двуфазно течение, неизотермично течение*

## MODELLING THE DIFFUSION OF HEAT AND POLLUTION IN CASE OF TWO-PHASE NATURE OF THE FLOW

SVETLIN ANTONOV

**Abstract:** *The diffusion of heat and pollution (solid admixture, aerosols, drops) in the ambience can be described by the Theory of two-phase turbulent non isothermal flow. The pollution and the heat have an anthropogenic or a nature derivation. These factors create conditions for environmental pollution creating a disastrous impact on it. Based on the theory of two-phase flows a mathematical model is developed showing the physical scene of the flow in a high accuracy.*

**Key words:** *mathematical model, turbulent model, two-phase flow, non isothermal flow*

### 1. Introduction

The environmental pollution creates a disastrous impact in our living area. This is repeatedly often because of the professional or domestic human actions as blasts in mining or a manufactory, car crashes etc. Other group of factors can be the nature features as volcanism and spreading of a solid admixture in high atmosphere, forest fires and blasts in mining or a manufactory.

In the previews listed cases related to the fireplaces, generated pollution occurs a two-phase convective turbulent flow. The initial velocity of this flow depends on the power of the fire or explosion.

This model takes in to account the Archimedean force which intensity is determined by the difference of the main parameters of the environment and the upward flow. The two components give the nature of the jet and they affect the parameters of the flow. The difference in the density and respectively the temperature difference lead to shrinkage of the jet and the vertical accelerations.

That's how follows the effect of unwanted maintaining at high velocity and temperature of the flow and probably larger area of influence.

The physical conditions are described in the next section.

## 2. Mathematical model of the flow

Physical conditions: The upward convective flow is approximated with a vertical upward two-phase non isothermal turbulent flow. The stratification is negligible to investigate the range of the height. It is considered that the small values of the vertical direction have low influence at the parameters.

The two-phase flow is examined by the two-fluid model (scheme). Related to the approach each phase is considered as a separate fluid medium with separated velocity, density and temperature. The impurity phase doesn't have self-internal stress tensor and is not applied to the state of the impurity phase equation. The relaxation time at the collision of the particles is less than the time between the two consistent beats:

$$\tau_p \ll \tau_{y\delta} \quad (1)$$

The incomplete variety in the model is taking in to account that the loss of the quantity of movement in the phase of impurity is compensated by the quantity of movement of the gas phase movement.

The both phases (an impurities and a gas) is applied the Reynolds type equation for the motion. The forces of the interfacial interactions related to the two systems of equations are described below. These forces are marked with "-" in gas phase and "+" in impurity phase. The lift force in the equations is influencing greater and it is added to the gas phase. The equations of motion [1] are described below.

The equation (2) and (3) describes continuity for the gas phase and impurity:

$$\frac{\partial}{\partial x} [y^j U_g \rho_g] + \frac{\partial}{\partial y} [y^j V_g \rho_g] = 0 \quad (2)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} [y^j U_p \rho_p] + \frac{\partial}{\partial y} [y^j V_p \rho_p] = 0 \quad (3)$$

The equation (4) describes the density change:

$$\begin{aligned} & \left[ y^j U_p \right] \frac{\partial \rho_p}{\partial x} + \left[ y^j V_p \right] \frac{\partial \rho_p}{\partial y} = \\ & = - \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_p' \overline{V_p'} \right] - \overline{\rho_p' V_p'} \end{aligned} \quad (4)$$

The equations (5) and (6) describes the quantity of motion of the gas and impurity phases, including two new terms body forces and lift force

affecting the two-phase non isothermal vertical flow:

$$\begin{aligned} & \left[ y^j \rho_g U_g \right] \frac{\partial U_g}{\partial x} + \left[ y^j \rho_g V_g \right] \frac{\partial U_g}{\partial y} = \\ & = - \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_p' \overline{U_p' V_g'} \right] - F_x y^j - \rho_2 \pi g y^{2j} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} & \left[ y^j \rho_g U_p \right] \frac{\partial U_p}{\partial x} + \\ & + \left[ y^j \left( \rho_g V_p + \overline{\rho_p' V_p'} \right) \right] \frac{\partial U_p}{\partial y} = \\ & = - \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_p' \overline{U_p' V_p'} \right] - F_x y^j \end{aligned} \quad (6)$$

The equation (7) and (8) describes the conservation of energy in the two phases:

$$\begin{aligned} & \left[ y^j \rho_g U_g \right] \frac{\partial h_g}{\partial x} + \left[ y^j \rho_g V_g \right] \frac{\partial h_g}{\partial y} = \\ & = - \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_g \overline{h_g' V_g'} \right] - \left[ y^j \rho_g \overline{h_g' V_g'} \right] \frac{\partial U_g}{\partial y} - \\ & - Q y^j + F_x y^j (V_g - V_p) - \sum_{i=1}^3 \overline{F_i' V_{gi}'} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \left[ y^j \rho_p U_p \right] \frac{\partial h_p}{\partial x} + \left[ y^j \left( \overline{\rho_p' V_p'} \right) \right] \frac{\partial h_p}{\partial y} = \\ & = - \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_p \overline{h_p' V_p'} \right] + Q y^j \end{aligned} \quad (8)$$

The equation (9) describes a representation of Klayperon:

$$P = \rho_g R T_g \quad (9)$$

Clarifying the influence of forces of the interfacial interaction on the development of the two-phase flow is a necessary part in the developed numerical models. The movement of a single impurity described by the method of Lagrange is shown:

$$\sum_{i=1}^N \overline{f_i} = \overline{f_A} + \overline{f_G} + \overline{f_M} + \overline{f_S} + \overline{f_T} \quad (10)$$

where:

$\overline{f_A}$  - drag force;  $\overline{f_G}$  - mass force;  $\overline{f_M}$  - force of Magnus;  $\overline{f_S}$  - force of Saffman;

$\overline{f_T}$  - force of thermoforesa.

Solving the system of differential equations is processing by specifying the boundary and initial conditions for the axis of symmetry ( $y=0$ ) in equations (11) and external boundary of the jet ( $y \rightarrow \infty$ ) in equations (12):

$$\begin{aligned} \frac{\partial U_g}{\partial y} = \frac{\partial U_p}{\partial y} = 0; \frac{\partial T_g}{\partial y} = \frac{\partial T_p}{\partial y} = 0; \\ \frac{\partial \rho_p}{\partial y} = 0; \overline{U'_g V'_g} = \frac{\partial \overline{U'_g V'_g}}{\partial y} = 0; \\ \overline{U'_p V'_p} = \frac{\partial \overline{U'_p V'_p}}{\partial y} = 0; \\ \overline{V'_p \rho'_p} = \frac{\partial \overline{V'_p \rho'_p}}{\partial y} = 0; V_g = V_p = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \overline{U'_g V'_g} = \frac{\partial \overline{U'_g V'_g}}{\partial y} = 0; \\ \overline{U'_p V'_p} = \frac{\partial \overline{U'_p V'_p}}{\partial y} = 0; \\ \overline{V'_p \rho'_p} = \frac{\partial \overline{V'_p \rho'_p}}{\partial y} = 0; \frac{\partial T_g}{\partial y} = \frac{\partial T_p}{\partial y} = 0; \quad (12) \\ V_g = V_p = 0; U_p = U_2; \rho_p = 0; \\ T_g = T_p = T_2; \rho_g = \rho_2 \end{aligned}$$

### 3. Modeling turbulent tensions

It is recommended to use a modification of the  $K-\Sigma$  turbulent model as  $k_g - k_p - \varepsilon_g - \varepsilon_p$ . In this way is taken into consideration the two-phase character of the flow while modeling the turbulence.

The equations related to the turbulent energy and dissipation representing the two phases are described [1] in equations (13)-(16):

$$\begin{aligned} U_g \frac{\partial K_g}{\partial x} + V_g \frac{\partial K_g}{\partial y} = \\ = \frac{1}{y} \frac{\partial}{\partial y} \left[ y \frac{\nu_{tg}}{\sigma_k} \left( \frac{\partial K_g}{\partial y} \right) \right] + \nu_{tg} \left[ \frac{\partial U_g}{\partial y} \right]^2 - \varepsilon_g - \varepsilon_p \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} U_p \frac{\partial K_p}{\partial x} + V_p \frac{\partial K_p}{\partial y} = \\ = \frac{1}{y} \frac{\partial}{\partial y} \left[ y \frac{\nu_{tp}}{\sigma_k} \left( \frac{\partial K_p}{\partial y} \right) \right] + \nu_{tp} \left[ \frac{\partial U_p}{\partial y} \right]^2 - \varepsilon_p^* \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} U_g \frac{\partial \varepsilon_g}{\partial x} + V_g \frac{\partial \varepsilon_g}{\partial y} = \\ = \frac{1}{y} \frac{\partial}{\partial y} \left[ y \frac{\nu_{tg}}{\sigma_\varepsilon} \left( \frac{\partial \varepsilon_g}{\partial y} \right) \right] + C_{\varepsilon 1} \frac{\varepsilon_g}{K_g} \nu_{tg} \left[ \frac{\partial U_g}{\partial y} \right]^2 - \\ - C_{\varepsilon 1} \frac{\varepsilon_g}{K_p} \left[ \nu_{tp} \left[ \frac{\partial U_p}{\partial y} \right]^2 + G \right] - C_{\varepsilon 2} \frac{\varepsilon_g^2}{K_g} - \Phi_p \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon_p}{\partial t} + \overline{V}_{pj} \frac{\partial \varepsilon_p}{\partial X_j} = \\ \frac{\partial}{\partial X_j} \left( \frac{\nu_{tp}}{\sigma_\varepsilon} \frac{\partial \varepsilon_p}{\partial X_j} \right) + C_{\varepsilon 1} \nu_{tp} \frac{\varepsilon_p}{k_p} \left( \frac{\partial \overline{V}_{pi}}{\partial X_j} \right)^2 - \\ - C_{\varepsilon 2} \frac{\varepsilon_p^2}{k_p} + \Phi_p^* \end{aligned} \quad (16)$$

where  $k_g, k_p$  are turbulent energy of the phases;  $\varepsilon_g, \varepsilon_p$  are velocity of her dissipation.

The added dissipation terms in equations (13)-(16) [1],[2] are:

$$\varepsilon_p = \varepsilon_p^* = \frac{1}{\rho_g} \sum_i \overline{F'_i V'_{gi}} \quad (17)$$

$$\Phi_p = \Phi_p^* = \frac{2\nu}{\rho_g} \sum_i \sum_k \left( \frac{\partial F'_i}{\partial x_k} \right) \left( \frac{\partial V'_{gi}}{\partial x_k} \right) \quad (18)$$

Related to Kolmogorov [3] turbulent viscosity  $\nu_t$  for the both phases are described below:

$$\nu_{tg} = C_\mu \frac{k_g^2}{\varepsilon_g}, \quad \nu_{tp} = C_\mu \frac{k_p^2}{\varepsilon_p} \quad (19)$$

The turbulent heat transfer can be modeled by the following two equations:

$$\rho_g \left( u_g \frac{\overline{\partial T_g'^2}}{\partial x} + v_g \frac{\overline{\partial T_g'^2}}{\partial y} \right) = \frac{1}{y^j} \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_g \left( \frac{\nu_{tg}}{\sigma_T} \right) \frac{\overline{\partial T_g'^2}}{\partial y} \right] + \rho_g \left( -2 \overline{v_g' T_g'} \frac{\partial T_g}{\partial y} - \frac{1}{R} \left( \frac{\varepsilon_g}{k_g} \right) \overline{\partial T_g'^2} \right) - \theta_p \quad (20)$$

$$\rho_p \left( u_p \frac{\overline{\partial T_p'^2}}{\partial x} + v_p \frac{\overline{\partial T_p'^2}}{\partial y} \right) = \frac{1}{y^j} \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_p \left( \frac{\nu_{tp}}{\sigma_T} \right) \frac{\overline{\partial T_p'^2}}{\partial y} \right] + \rho_p \left( -2 \overline{v_p' T_p'} \frac{\partial T_p}{\partial y} - \frac{1}{R} \left( \frac{\varepsilon_p}{k_p} \right) \overline{\partial T_p'^2} \right) + \theta_p^* \quad (21)$$

where R is temperature to dynamical scale of time ratio;  $R=0,588$ ,  $\sigma_T=0,9$ .

The added dissipation terms  $\theta_p, \theta_p^*$  [3],[5] are described below:

$$\theta_p = \frac{1}{\rho_g \nu_{tg}} \sum_i \sum_k \overline{\frac{\partial F_i'}{\partial x_k} \frac{\partial T_i'^2}{\partial x_k}} \quad (22)$$

$$\theta_p^* = \frac{1}{\rho_p \nu_{tp}} \sum_i \sum_k \overline{\frac{\partial F_i'}{\partial x_k} \frac{\partial T_{ip}'^2}{\partial x_k}} \quad (23)$$

Turbulence mass transfer is determined by the model equation:

$$u \frac{\overline{\partial c'^2}}{\partial x} + v \frac{\overline{\partial c'^2}}{\partial y} = \frac{1}{y^j} \frac{\partial}{\partial y} \left[ y^j \rho_g \left( \frac{\nu_{tp}}{\sigma_\chi} \right) \frac{\overline{\partial c'^2}}{\partial y} \right] - 2 \overline{v' c'} \frac{\partial c}{\partial y} - c'^2 \frac{\varepsilon_p}{Rk_p} + \chi_p^* \quad (24)$$

and

$$\chi_p^* = \frac{1}{\rho_p \nu_{tp}} \sum_i \sum_k \frac{\partial F_i'}{\partial x_k} \frac{\partial c'^2}{\partial x_k} \quad (25)$$

The other characterizing turbulent mass transfer parameters are determined by the expressions:

$$\overline{u' c'} = C_D \chi \sqrt{c'^2 k_p} \quad (26)$$

$$\overline{v' c'} = \left( \frac{\nu_{tp}}{Sc_t} \right) \frac{\partial c}{\partial y} \quad (27)$$

#### 4. Conclusions

In the present paper is given a new and completely developed numerical model of two-phase non isothermal flow. In this model are included all characterizing the flow features, the turbulent equation components thus solving the problem in a macro-level (defining the average parameters of the flow) and on a micro-level (turbulent transfer of mass, heat and quantity of movement).

This model is a really near to the physical scene of a flow, which is consist of pollution and temperature in the environment. It is possible to investigate different ecological problems through the developed model and to control the flows progress in the environment.

#### REFERENCES

1. Antonov, I. S., (1998) *About a Modification of k-ε Model Applicapable to Heat and Mass Transfer Processes in Two-Phase Turbulent Flows*, conference EMF'98, pp7-14.
2. Шрайбер, А.А., Гавин, Л.Б., Наумов, В.А., Яценко, В.П., (1987), *Турбулентные течения газовзвеси*, Наукова думка, Киев.
3. Колмогоров, А.Н., (1942), *Уравнения турбулентного движения нежимаемой жидкости*, Изв.АН СССР, сер. физика, 6, 1/2, стр.56-58.

Contact:

Adress: bul. "Kliment Ohridski" 8,  
Technical university Sofia, Faculty of  
Automatics, department "Theoretical  
Electrical Engineering" office 12502,  
Sofia 1000, Bulgaria  
E-mail: svantonov@yahoo.com



## ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЕНЕРГИЙНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА БИОМАСА СУШЕНА С МИКРОВЪЛНИ

СЕВДАЛИНА МАНОЛОВА, ГЕОРГИ СТОИМЕНОВ, СТАНИМИР СТОЙНЕВ

**Резюме:** Биомасата е сред широко достъпните и лесно използвани възобновяеми източници на енергия. Счита се за екологично чисто гориво, допринасящо за намаляване на изхвърляните в атмосферата емисии от парникови газове. Преобразуването на биомасата, като устойчив източник на органичен въглерод в биовъглен (БВ) в резултат на пиролизата, има разнообразно приложение. Твърдата фаза на пиролизата - биовъглен може да се използват за подобряване на свойствата на почвата, растежа на растенията и тяхната енергийна стойност. В работата се изследва влиянието на биовъглена върху топлотворната способност на биомаса от пшеница като суровинен енергиен източник. Използвано е микровълново сушене на пробите биомаса. Получени са данни за енергийна стойност и енергийна плътност на биомасата при различна влажност на биомасата и дози биовъглен.

**Ключови думи:** биомаса, микровълново сушене, енергийна стойност, енергийна плътност

## DETERMINATION OF ENERGY CHARACTERISTICS OF BIOMASS DRYING WITH MICROWAVE

SEVDALINA MANOLOVA, GEORGI STOIMENOV, STANISLAV STOJNEV

**Abstract:** Biomass is one of the widely available and easy to use renewable energy sources. It is considered a clean fuel, contributing to reduce atmospheric emissions of greenhouse gases. Conversion of biomass as a sustainable source of organic carbon in biochar (BC) as a result of pyrolysis, has various applications. The solid pyrolysis - biochar can be used to improve the properties of the soil, the growth of the plants and their energy value. The present paper examines the impact of biochar on the heating value of biomass of wheat as raw energy. Used is microwave drying of the samples of biomass. Data have been obtained for the energy value and energy density of biomass at different humidity of biomass and biochar doses.

**Key words:** biomass, microwave drying, energy value, energy density

### 1. Въведение

Биомасата е сред широко достъпните и лесно използвани възобновяеми източници на енергия. Счита се за екологично чисто гориво, допринасящо за намаляване на изхвърляните в атмосферата емисии от парникови газове.

Сламата е страничен продукт при отглеждане на селскостопански култури с търговска цел, преди всичко зърнени култури. Една част от общия добив на слама се употребява в самото селско стопанство – в

животновъдството, за постилане на обори и др. Значително количество слама се използва за отопление и сушене на зърно в селскостопанските ферми. Голяма част от следжътвените остатъци се изнасят от полето или изгарят. Тази практика води до влошаване на почвеното плодородие, загуба на свежа органична маса, нарушаване структурата на почвата и нейните свойства, намаляване на въглеродното съдържание в почвата, независимо дали се употребява изкуствен или оборски тор.

Същевременно неизползваното количество биомаса, с годишни вариации в климатичните условия, се разглежда като потенциален годишен енергиен резерв [1, 2].

Възможностите за енергийно използване на биомасата са многостранни. Като енергоносители на биоенергия служат биогенни горива, които се получават ярез едно или повече преобразувания на биомасата. Преобразуването на биомасата, като устойчив източник на органичен въглерод в биовъглен (БВ) в резултат на пиролизата, има разнообразно приложение в бита – отопление и скари и при компостирането. Твърдата фаза на пиролизата -биовъглен може да се използва за подобряване на свойствата на почвата, растежа на растенията и тяхната енергийна стойност [3, 4, 5].

Нетрансформираната маса, в сурова състояние е с високо съдържание на вода, което намалява значително топлотворната способност на биомасата.

Топлината, отделена при горенето, може да се използва като критерий за качеството им. Не всички биогорива отделят едно и също количество топлина. Топлинната мощност при изгарянето на биогенното гориво се дефинира като количеството на топлинната енергия, получена от изгарянето на един килограм твърда биомаса. Различават се горна и долна топлина на изгаряне. За практиката е от значение долна топлина на изгаряне. Тя представлява количеството на топлинната енергия, която се получава от изгарянето на един килограм биогенно гориво, без отчитане на енергията за изпаряване на влагата, образуваща се при горенето на това гориво.

В работата се изследва влиянието на биовъглена върху топлотворната способност на биомаса от пшеница като суровинен енергиен източник, при различна влажност на биомасата.

## 2. Методика на изследването

За целта на изследването са използвани проби от пшеница, сорт Садово 1, от проведени полски експерименти през 2014г, в ОП Цалапица на ИПАЗР ”Н. Пушкиров”, върху излужена ливадно- канелена почва в сеитбооборотна двойка пшеница -царевича. Опитът с пшеница е заложен на 2.11.2013г. Осигурена е гъстота на посева -600 кълняеми семена на 1m<sup>2</sup>. Торовите норми за пшеницата са определени въз основа на предишни изследвания, като са внесени 10 kg N/da, 12 kg P/da, 10 kg K/da, под формата на карбамид, троен суперфосфат, калиев сулфат. Фосфорните и калиевите норми са внесени преди основната обработка, а азота за пшеницата при

предсеитбената обработка, извършено е и пролетно подхранване с 20 kg /dka амониева селитра.

Осъществено са варианти, с добавяне на пиролизирани растителни остатъци (биовъглен):

- Контрола- без биовъглен
- 6 kg върху площ от 300 m<sup>2</sup>, (20 kg/da) през 2012 г;
- 20 kg върху площ 100 m<sup>2</sup> (200 kg/da) през 2013 г;
- 18 kg върху площ 40m<sup>2</sup> (450 kg/da) през 2014 г.

Използван е лесно приложим за полето метод за получаване на биовъглен (БВ) и разтрошаването му преди внасянето му в почвата[6, 7]. Пшеницата е ожъната на 8.07.2014г.

За целите на изследването е използван микровълнов метод [8], за сушене на пробите биомаса, при високоинтензивно нагряване с честоти 2,45 GHz и дължина на вълната  $\lambda = 12,23$  cm.

Като оптимални параметри на микровълново облъчване (МВО) са получени ниво на мощност 800 W, времетраене на облъчване 60 s, време за релаксация извън камерата 5 min.

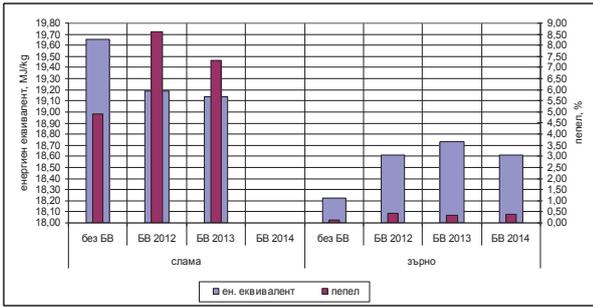
Последователността на експеримента включва овлажняване за 2 часа на пробите биомаса в определените варианти, отделно за слама и зърно, в три повторения, поставяне на пробите в цилиндрични пръстени-тигел, претегляне, микровълново облъчване под похлупак, престой извън камерата, отново претеглене и повтаряне на процеса. Броя на микровълновите облъчвания отговаря за достигане на постоянна стойност на суха маса, с влажност при атмосферни условия. Следена е температурата в централна точка на пробата. За времето извън камерата, загубата на маса на пробата продължава, съпроводено с намаляване на температурата на биомасата. Загубата на влага е определена чрез претегляне на тигела с цифрова везна с чувствителност 0.01g.

Енергийните еквиваленти на абсолютно сухо вещество са получени чрез използване на калориметър по утвърдена методика.

Калоричността на биомасата е определена с долна топлина на изгаряне при различни влажности [9].

## 3. Резултати и обсъждане

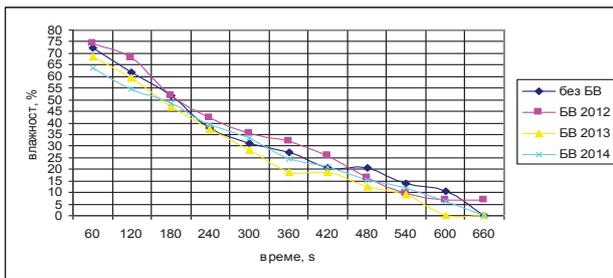
Експериментално установените енергийни еквиваленти на зърно и слама от пшеница и пепелно съдържание са показани на фиг. 1.



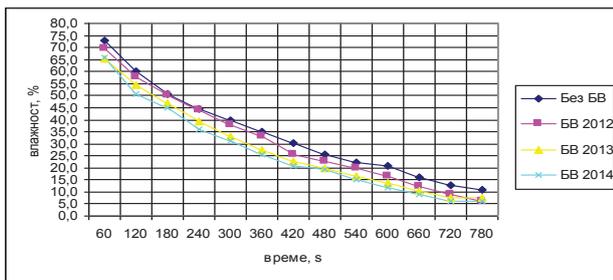
Фиг.1. Енергиен еквивалент и съдържание на пепел

Енергийните еквиваленти на сламата са в диапазона 19,14 – 19,65 MJ/kg, на зърното 18,22 – 18,73 MJ/kg. Съдържанието пепел на пробите от слама е в диапазона 4,93% -8,6%, и на пробите от зърно в диапазона 0,13% - 0,41%.

На фиг.2 и фиг.3 е показано изменение на влагосъдържанието на слама и зърно, на база сухо вещество, в зависимост от продължителността на микровълново въздействие.



Фиг.2. Влажност на слама при различна продължителност на микровълново сушене.

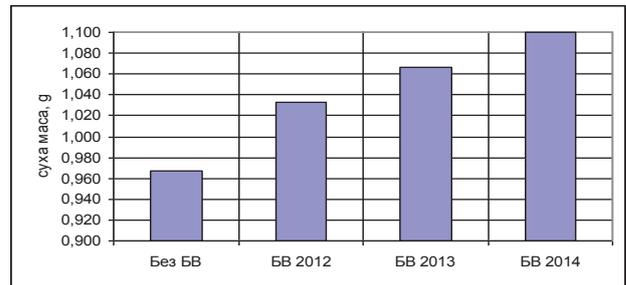


Фиг.3. Влажност на зърно при различна продължителност на микровълново сушене.

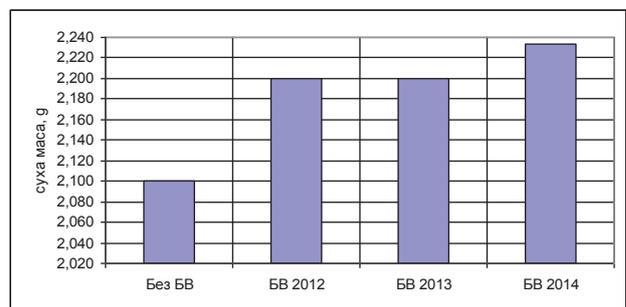
Най-голяма е скоростта на влагоотделяне в първите 180 s на микровълново облъчване. Влагоотделянето при класа е с по-голяма продължителност, в сравнение с това при сламата.

При вариантите с по-високи дози биоуглен се установява по-ниско влагосъдържание, при слама и зърно, както в началото на експеримента, така и в процеса на микровълново сушене.

На фиг.4 и фиг.5 са показани стойности за суха маса на слама и зърно след микровълновото сушене.



Фиг.4. Суха маса на слама след микровълново облъчване



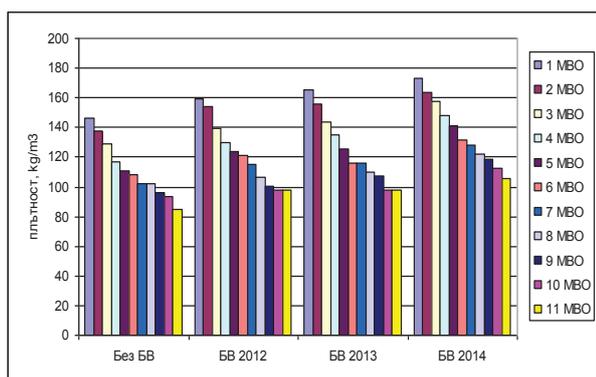
Фиг.5. Суха маса на зърно след микровълново облъчване

Торенето, при нарастващи норми биоуглен оказва положителен ефект за увеличаване на сухата маса, както при сламата, така и при зърното.

При вариант 20 kg/da БВ през 2012 г прирастта на суха маса при сламата е 6,49% спрямо контролата, при вариант 200 kg/da през 2013 г е 10,34% спрямо контролата, при 450 kg/da през 2014 г е 13,75% спрямо контролата.

Данните за суха маса на зърно показват по-високи стойности от тези на сламата, но с по-нисък темп на нарастване на суха маса с увеличаване на дозата внесен биоуглен. При вариант 20 kg/da БВ през 2012 г прирастта на суха маса на зърното е 4,67% спрямо контролата, при варианто 200 kg/da през 2013 г е 4,67% спрямо контролата, при 450 kg/da през 2014 г е 6,33% спрямо контролата.

На фиг.6 и фиг.7 е илюстрирано изменението на плътността на слама и зърно, при вариантите на торене с биоуглен, в последователността на микровълново облъчване.

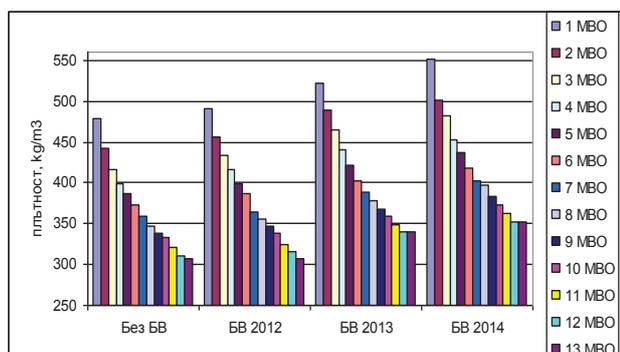


Фиг.6. Плътност на слама

В диапазон на влажност на сламата 64-74%, данните за плътност на сламата при контролата са 146 kg/m<sup>3</sup>, при вариант БВ 2012- 160 kg/m<sup>3</sup>, при вариант БВ 2013- 165 kg/m<sup>3</sup> и при вариант БВ 2014- 173 kg/m<sup>3</sup>. С нарастване на количеството внесен биовъглен в посочения диапазон на влажност се увеличава плътността на сламата, съответно с 9,5%, 13% до 18,5% спрямо контролата.

В диапазон на влажност на сламата 20-26%, плътността на сламата при контролата е 102 kg/m<sup>3</sup>, при вариант БВ 2012- 115 kg/m<sup>3</sup>, при вариант БВ 2013- 116 kg/m<sup>3</sup> и при вариант БВ 2014- 128 kg/m<sup>3</sup>, т.е. увеличението е съответно 12,7%, 13,8% и 25,5% спрямо контролата.

При суха маса плътността на сламата е диапазона 85-106 kg/m<sup>3</sup>.

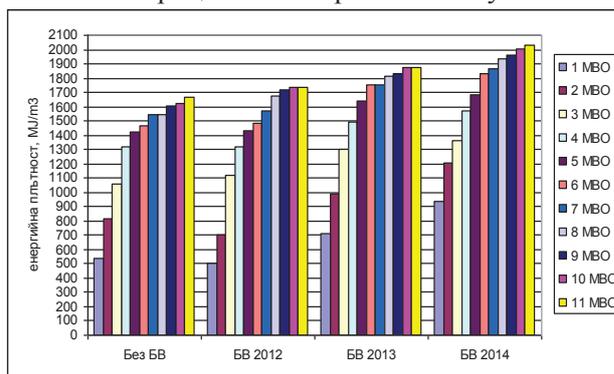


Фиг.7. Плътност на зърно

Зърното в диапазон на влажност 66-73% има плътност за вариантите: без БВ -478 kg/m<sup>3</sup>, за БВ 2012- 491 kg/m<sup>3</sup>, за БВ 2013- 522 kg/m<sup>3</sup>, за БВ 2014- 551 kg/m<sup>3</sup>. С нарастване на дозата внесен биовъглен увеличението на плътността е съответно с 2,7%, 9,2%, 15,3% спрямо контролата.

В диапазона на влажност на зърното 6-11% плътността нараства от 307 kg/m<sup>3</sup> за контролата до 353 kg/m<sup>3</sup> при вариант с най-висока доза внесен биовъглен.

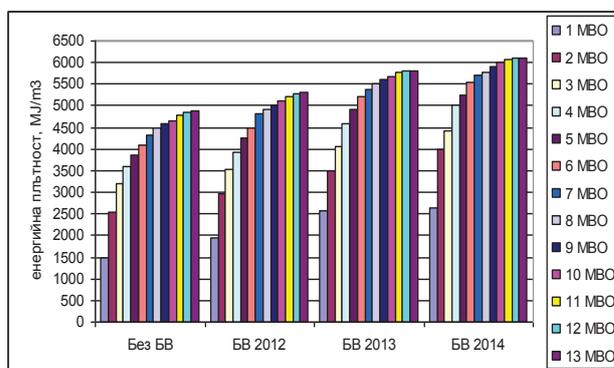
На фиг.8 и фиг 9 е показано изменение на енергийната плътност на слама и зърно в етапите на процеса на микровълново сушене.



Фиг.8. Енергийна плътност на слама

Сравнението на данните за енергийна плътност на сламата за изследваните варианти, в диапазона на влажност 64-72%, показват прираст на енергийната плътност от 0,53 GJ/m<sup>3</sup> при контролата до 0,93 GJ/m<sup>3</sup> при вариант БВ 2014.

В диапазона на влажност 10-14%, енергийната плътност се увеличава от 1,603 GJ/m<sup>3</sup> при контролата до 1,962 GJ/m<sup>3</sup> при вариант БВ 2014, и при състояние на суха маса енергийната плътност се увеличава от 1,626 GJ/m<sup>3</sup> при контролата до 2,028 GJ/m<sup>3</sup> при вариант БВ 2014, което е 24,7% увеличение спрямо контролата.



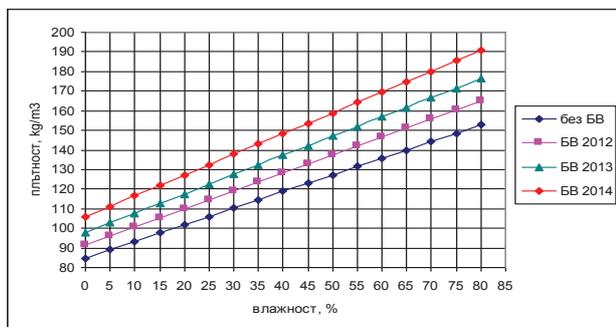
Фиг.9. Енергийна плътност на зърно

Сравнението на данните за енергийна плътност на зърното за изследваните варианти, в диапазона на влажност 66-72%, показват прираст на енергийната плътност от 1,485 GJ/m<sup>3</sup> при контролата до 2,654 GJ/m<sup>3</sup> при вариант БВ 2014.

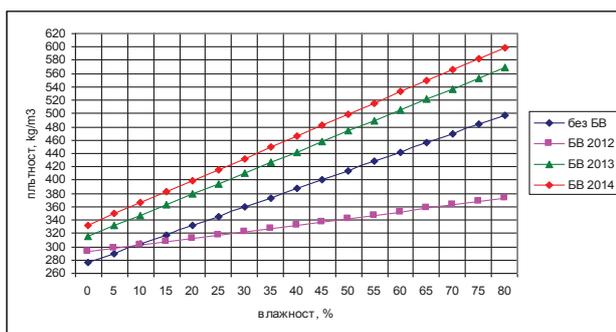
В диапазона на влажност 15-22%, енергийната плътност нараства от 4,600 GJ/m<sup>3</sup> при контролата до 5,918 GJ/m<sup>3</sup> при вариант БВ 2014, в диапазона на влажност 6-10% енергийната плътност нараства от 4,888 GJ/m<sup>3</sup> при контролата до 6,121 GJ/m<sup>3</sup> при вариант БВ

2014, което е 25,2% увеличение спрямо контролата.

На фиг.10 и фиг.11 е показана функционалната зависимост на плътността на сламата и зърното от съдържанието на влага в биомасата, през интервал 5%, в диапазона от 0% до 80%, при различните норми на внесен биовъглен в почвата.

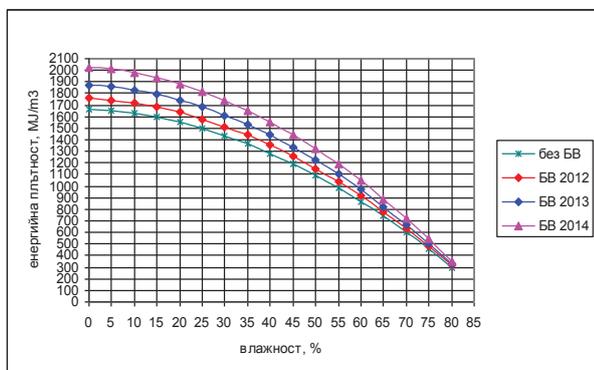


Фиг.10. Плътност на слама при различна влажност

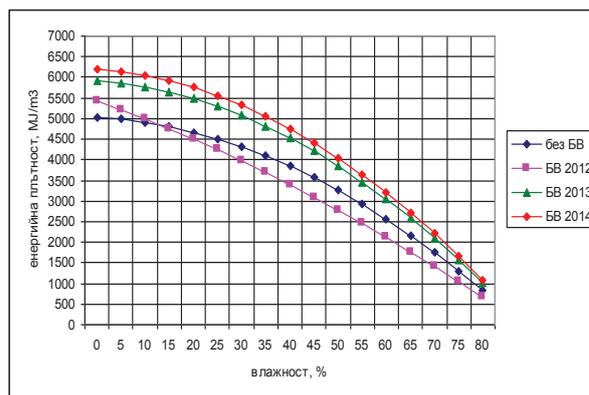


Фиг.11. Плътност на зърно при различна влажност

Плътността на бомасата нараства с добавяне на биовъглен и е най -висока при доза биовъглен от 2014г, като това е валидно за всички изследвани влажности на биомасата.



Фиг.12. Енергийна плътност на слама при различна влажност



Фиг.13. Енергийна плътност на зърно при различна влажност

Енергийната плътност дава представа за количеството енергия съхранено в единица обем, при дадена влажност на биомасата. Тя зависи от влажността и плътността на биомасата, и колкото по -голяма е енергийната плътност, толкова повече енергия може да бъде съхранена или транспортирана за същото количество обем.

При сравнение по органи, за една и съща стойност на влагосъдържание, се наблюдава по голяма енергийната плътност на зърното, в сравнение с тази на сламата, което се отнася както за контролата, така и за вариантите с биовъглен.

От графиките се вижда, че с увеличаване на влажността на биомасата енергийната плътност намалява.

С увеличение на влажността на сламата от 5% до 80%, енергийната плътност, за контролата, намалява съответно, от 1,652 GJ/m<sup>3</sup> до 0,826 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 49.9%, за вариант с БВ 2012г това намаление е от 1,743 GJ/m<sup>3</sup> до 0,315 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 18%, за вариант с БВ 2013г от 1,858 GJ/m<sup>3</sup> до 0,328 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 17,6%, за вариант с БВ 2014г енергийната плътност намалява от 2,028 GJ/m<sup>3</sup> до 0,355 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 17,5%.

С увеличение на влажността на зърното от 5% до 80%, енергийната плътност, за контролата, намалява съответно, от 5,035 GJ/m<sup>3</sup> до 0,826 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 16,4%, за вариант с БВ 2012г намалява от 5,222 GJ/m<sup>3</sup> до 0,674 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 12,9%, за вариант с БВ 2013г от 5,917 GJ/m<sup>3</sup> до 1,006 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 17%, за вариант с БВ 2014г енергийната плътност намалява от 6,136 GJ/m<sup>3</sup> до 1,084 GJ/m<sup>3</sup>, т.е. с 17,6%.

При една и съща влажност на сламата, внасянето на биовъглен в почвата води до нарастване на нейната енергийна плътност и това нарастване е пропорционално на увеличението на дозата биовъглен. Например, при равновесна влажност на сламата 15%,

енергийната плътност е с прираст, съответно 5,45% за вариант с БВ 2012г спрямо контролата, 12,42% за вариант с БВ 2013г и 21,52% за вариант с БВ 2014г спрямо контролата.

При влажност на зърното 15%, енергийната плътност е с прираст, съответно 17,58% за вариант с БВ 2013г и 23,16% за вариант с БВ 2014г спрямо контролата.

#### 4. Заключение

От направения анализ се установява, че внасянето на биовъглен в почвата се отразява положително по отношение на нарастване на енергийните показатели на биомасата.

Получените стойности за калоричност и енергийна плътност на сламата и зърното, при различно влагосъдържание, са важен критерий при оценка на качеството им, и дават представа за енергийната стойност на биомасата като горивото.

Резултати са основа за по-нататъшни изследвания за въздействие на биовъглена в посока увеличаване на енергийния потенциал на биомасата, в контекста на цялостния ефект от приложението му върху почва, растение и околна среда в дългосрочен план.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Йосифов, Н., Такева, Л.. (2010). Определяне на топлината на изгаряне и енергийния еквивалент на житна слама. *Сб. науч. доклади Втора научна конференция „Иновации в горската промишленост и инженерния дизайн*, 53-55.
2. Йосифов Н. (2006). Суровинен ресурс и характеристика на биогенните горива от растителна биомаса. *Топлотехника за бита*, бр. 1, 25-37.
3. Brandstaka, T. and Other. (2010). Biochar Filter: Use of Biochar in Agriculture as Soil Conditioner. *Report for BSAS Commitment 2010*, 22 pp.

4. Dimitrova B. and Other. (2011). Equipment and Technologies for Treatment of Biomass. *Journal of the Technical University Sofia, branch Plovdiv "Fundamental Sciences and Applications"*, Vol. 16, International Conference Engineering, Technologies and Systems TechSys 2011.
5. Mcelligott K. and Other. (2011). Bioenergy Production Systems and Biochar Application in Forests: Potential for Renewable Energy, Soil Enhancement, and Carbon Sequestration. *Research Note RMRSRN-46. Fort Collins, USDA Forest Service*: 14.
6. Mattila T. and Other. (2012). Is biochar or straw-bale construction a better carbon storage from a life cycle perspective? *Process Safety and Environmental Protection*. Volume 90, Issue 6, 452–458.
7. Park J., Y. Lee, C. Ryr. (2014). Slow Pyrolysis of Rice Straw: Analysis of Products Properties, Carbon and Energy Yields. *Bioresource Technology*, Vol 155, 63–70.
8. Burdo O., and Other. (2012). Raw material dewatering electromagnetic technologies. *Problemele energeticii regionale* 1 (18), 78-86.
9. Yamamoto, H., J. Fujino, K. Yamaji. 2001. Evaluation of Bioenergy Potential with a Multiregional Global land use and Energy Model. *Biomass Bioenergy* 21 (3), Pp.185-203.

Institute of Soil Science,  
Agrotechnology and Plant  
Protection  
"Nikola Department of Soil Physics  
Poushkarov" (ISSAPPNP)  
7, Shosse Bankya str.  
1080 Sofia, Bulgaria  
E-mail:  
[sevdalina\\_manolova@abv.bg](mailto:sevdalina_manolova@abv.bg)  
E-mail: [stoimenovg@dir.bg](mailto:stoimenovg@dir.bg)



## ОЦЕНКА НА МАКСИМАЛНАТА АБСОЛЮТНА НЕТОЧНОСТ НА КОСВЕНО ИЗМЕРЯЕМА ВЕЛИЧИНА

ЙОРДАН ЕПИТРОПОВ, ДИМИТЪР ФИДАНОВ, КИРИЛ КОЛИКОВ

**Резюме:** Нека една косвено измеряема величина  $Y$  е представена като функция на краен брой пряко измеряеми величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$ . Целта на тази статия е да предложим нов и лесноприложим стохастичен метод за практическа оценка на максималната абсолютна неточност на  $Y$ . Затова доразвиваме нашия алгебричен метод за представяне на максималните неточности на косвено измеряемата величина чрез неточностите на пряко измеряемите величини като му придаваме нова, стохастична форма. В статията ние изразяваме дисперсията на максималната абсолютна неточност на  $Y$  като линейна функция на дисперсиите на абсолютните неточности на  $X_1, X_2, \dots, X_n$ . При това даваме алгоритъм за определяне числената стойност на тази дисперсия.

**Ключови думи:** косвено измеряема величина; максимална абсолютна неточност; дисперсия.

## EVALUATION OF THE MAXIMUM ABSOLUTE INACCURACY OF AN INDIRECTLY MEASURABLE VARIABLE

YORDAN EPITROPOV, DIMITAR FIDANOV, KIRIL KOLIKOV

**Abstract:** Let an indirectly measurable variable  $Y$  be presented as a function of a finite number of directly measurable variables  $X_1, X_2, \dots, X_n$ . The purpose of this paper is to suggest a new and easily applicable stochastic method for practical evaluation of the maximum absolute inaccuracy of  $Y$ . Thus we further develop our algebraic method for representing the maximum inaccuracies of an indirectly measurable variable using the inaccuracies of the directly measurable variables by giving it a new, stochastic form. In the paper we present the variance of the maximum absolute inaccuracy of  $Y$  as a linear function of the variances of the absolute inaccuracies of  $X_1, X_2, \dots, X_n$ . Moreover, we give an algorithm for determining the numerical value of this variance.

**Key words:** indirectly measurable variable; maximum absolute inaccuracy; variance.

### 1. Въведение

При извършване на експерименти принципно е невъзможно да се отстранят всички влияния, които съпътстват процеса на измерване на една величина. Поради това не може да се направи абсолютно точно измерване – то има несъвършенства, които пораждат грешка в получения резултат. Според нас по-правилно е

да се говори не за грешка, а за неточност при измерване – ние разглеждаме *точността* на измерването като качество, което може да се изрази количествено.

Нека  $X$  е *пряко измеряема величина*, т.е. стойността ѝ се определя непосредствено чрез измерване. Нека в  $k$  наблюдения при един

експеримент  $X$  приема стойности  $x_1, x_2, \dots, x_k$ , чието средно аритметично е  $\bar{x} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_i$ .

Измерването на стойностите на  $X$  е съпроводено от неточности, които по своя начин на изразяване са абсолютни или относителни [1, 2, 3, 4].

Абсолютната неточност  $\Delta X$  се изразява в единицата на измеряемата величина. Стойността на абсолютната неточност при  $i$ -то наблюдение е  $\Delta x_i = x_i - \bar{x}$ .

Относителната неточност  $\frac{\Delta X}{X}$  е безразмерна величина. Стойността на относителната неточност при  $i$ -то наблюдение е

$$\left| \frac{\Delta x_i}{x_i} \right| = \left| \frac{x_i - \bar{x}}{x_i} \right| \quad (x_i \neq 0).$$

Нека сега  $Y$  е косвено измеряема величина, която зависи явно от  $n$  пряко измеряеми величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$ . Да означим с  $f$  онази реална функция с аргументи  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , с помощта на която се представя  $Y$ , т.е.  $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ .

Точността на стойността на косвено измеряемата величина  $Y$  може да се оцени чрез статистически средства, като се използва математическият модел  $f$ . Приема се, че  $Y$  може да се моделира математически с такава точност, каквато е нужна, ако определянето ѝ се основава на достатъчно експериментални количествени данни.

В [6, 7, 8] ние, изследвайки максималната абсолютна неточност (МАН) и максималната относителна неточност (МОН) на косвено измеряемата величина  $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ , предлагаме нов алгебричен принцип за представянето им като линейни функции, съответно, на абсолютните и на относителните неточности на пряко измеряемите величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$ .

Именно, нека в един експеримент са направени  $k_i$  на брой наблюдения на пряко  $X_i$ , при които са измерени стойностите, съответно,  $x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ik_i}$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ). Стойността на частната производна  $\frac{\partial f}{\partial x_i}$ , изчислена при  $m$ -то наблюдение, означаваме с  $\frac{\partial f}{\partial x_{im}}$  ( $m = 1, 2, \dots, k_i$ ), а средното аритметично на модулите на

стойностите на частната производна  $\frac{\partial f}{\partial x_i}$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) означаваме с

$$\left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| = \frac{1}{k_i} \sum_{m=1}^{k_i} \left| \frac{\partial f}{\partial x_{im}} \right|.$$

Аналогично, с

$$\left| \frac{x_i}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| = \frac{1}{k_i} \sum_{m=1}^{k_i} \left| \frac{x_{im}}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial x_{im}} \right|$$

означаваме средното аритметично на модулите на стойностите на  $\frac{x_i}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial x_i}$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ). Тогава

МАН на косвено измеряемата величина  $Y$  е линейната функция

$$\Delta Y = \Delta f = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| |\Delta X_i|$$

на модулите на абсолютните неточности  $\Delta X_i$  на пряко измеряемите величини  $X_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ). Съответно МОН на косвено измеряемата величина  $Y$  е линейната функция

$$\frac{\Delta Y}{Y} = \frac{\Delta f}{|f|} = \sum_{i=1}^n \left| \frac{x_i}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \left| \frac{\Delta X_i}{X_i} \right|$$

на модулите на относителните неточности  $\frac{\Delta X_i}{X_i}$  на пряко измеряемите величини  $X_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ .

Нашият нов подход [6, 7, 8] е за  $i = 1, 2, \dots, n$  да приемем коефициентите на

влияние  $\left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|$  и  $\left| \frac{x_i}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|$  за константи (в рамките на съответния експеримент), а абсолютните неточности  $\Delta X_i$  и относителните неточности  $\frac{\Delta X_i}{X_i}$  за променливи величини.

Целта на настоящата статия е да продължим нашето изследване като му дадем нова, стохастична форма. Ако разгледаме абсолютните неточности на  $X_1, X_2, \dots, X_n$  като независими случайни величини, то изразяваме дисперсията на МАН на  $Y$  като линейна функция на техните дисперсии. При това приемаме, че абсолютните неточности на пряко измеряемите величини имат нулево математическо очакване. Нещо повече, ние разгледаме и случая, когато функцията  $f$  не е диференцируема, но е непрекъсната по някои аргументи в дадени точки. Освен това, даваме практичен алгоритъм за определяне числената стойност на дисперсията на МАН на  $Y$ .

Стойността на средноквадратичното отклонение (корен от дисперсията) служи за оценяване разсейването на МАН на косвено измеряемата величина около средната ѝ стойност (математическото ѝ очакване). Дефинираме още еталонна равнина на идеалния свършено точен експеримент, а чрез нея и универсална числова характеристика – безразмерна скала за оценка качеството (точността) на експеримента.

**2. Стохастична форма на представянето на дисперсията на максималната абсолютна неточност на косвено измеряема величина**

Нека пряко измеряемата величина  $X$  е измерена в  $k$  наблюдения при един експеримент и са получени стойности  $x_1, x_2, \dots, x_k$  като съответните стойности на абсолютната неточност  $\Delta X$  са, съответно,  $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_k$ . Ако разглеждаме  $\Delta X$  като случайна величина, то основните ѝ числови характеристики са нейните математическо очакване и дисперсия [1, 2, 3, 4].

По определение, *математическото очакване*  $E(\Delta X)$  на абсолютната неточност  $\Delta X$  е  $E(\Delta X) = \lim_{k \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \Delta x_i \right)$ . Когато броят на наблюденията  $k$  е достатъчно голям, за практическа оценка (приближение) на математическото очакване служи, съгласно [3], средното аритметично  $E(\Delta X) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \Delta x_i$ .

По определение, *дисперсията*  $\sigma^2(\Delta X)$  на абсолютната неточност  $\Delta X$  е  $\sigma^2(\Delta X) = \lim_{k \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (\Delta x_i - E(\Delta X))^2 \right)$ . Когато броят на наблюденията е достатъчно голям, практическата оценка (приближението) на дисперсията се дава, съгласно [3], с формулата  $\sigma^2(\Delta X) = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k (\Delta x_i - E(\Delta X))^2$ .

Стойността на *средноквадратичното отклонение*  $\sigma(\Delta X)$  служи за оценяване разпределението (разсейването) на случайната величина  $\Delta X$  около математическото очакване  $E(\Delta X)$ . Ако  $\Delta X$  е нормално разпределена, то една нейна стойност попада в интервала  $E(\Delta X) \pm \sigma(\Delta X)$  с вероятност над 0.95 [3].

Нека  $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$  е косвено измеряема величина, която зависи явно от пряко измеряемите величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$ . При това нека величината  $Y$  е определена в някаква

околност на точката  $(X_1, X_2, \dots, X_n)$  и в тази околност  $f$  има непрекъснати първи частни производни относно всички свои променливи. Приема се, че пряко измеряемата величина  $X_i$  е измерена с абсолютна неточност  $\Delta X_i$ , имаща нулево математическо очакване  $E(\Delta X_i) = 0$  и дисперсия  $\sigma_i^2 = \sigma^2(\Delta X_i)$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ). Тогава, според [3], математическото очакване на МАН  $\Delta Y$  на косвено измеряемата величина  $Y$  е

$$E(\Delta Y) = E(\Delta f) = \sum_{i=1}^n \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \cdot E(\Delta X_i) = 0.$$

Дисперсията на МАН  $\Delta Y$  на косвено измеряемата величина  $Y$  е

$$\sigma^2(\Delta Y) = \sigma^2(\Delta f) = \sum_{i,j=1}^n \rho_{ij} \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \left. \frac{\partial f}{\partial x_j} \right| \sigma_i \sigma_j \quad (1)$$

където  $\rho_{ij}$  ( $-1 \leq \rho_{ij} \leq 1$ ) е коефициентът на корелация между абсолютните неточности  $\Delta X_i$  и  $\Delta X_j$ . Тъй като  $\rho_{ii} = 1$  за  $i = 1, 2, \dots, n$ , а при  $j \neq i$  абсолютните неточности  $\Delta X_i$  и  $\Delta X_j$ , разглеждани като случайни величини, са независими, то  $\rho_{ij} = 0$  и (1) приема вида

$$\sigma^2(\Delta Y) = \sigma^2(\Delta f) = \sum_{i=1}^n \left( \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \right)^2 \sigma_i^2 \quad (2)$$

От (2) се вижда, че дисперсията на МАН на косвено измеряемата величина  $Y$  зависи както от дисперсиите на абсолютните неточности на пряко измеряемите величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , така и от аналитичния вид на самата функционална зависимост  $f$ . Величината  $\left( \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \right)^2 = \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|^2$  всъщност е *коефициентът на влияние* на дисперсията  $\sigma_i^2$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) при определяне дисперсията на МАН на  $Y$ .

**3. Изразяване като линейна функция дисперсията на максималната абсолютна неточност на косвено измеряема величина**

Нека стойността на частната производна  $\frac{\partial f}{\partial x_i}$ , изчислена при  $m$ -то наблюдение на експеримент ( $m = 1, 2, \dots, k$ ), е  $\frac{\partial f}{\partial x_{im}}$ , а средното аритметично на квадратите на нейните стойности е  $\overline{\left( \frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2} = \frac{1}{k} \sum_{m=1}^k \left( \frac{\partial f}{\partial x_{im}} \right)^2$ .

Нашият нов подход (както в [6, 7, 8]) ще приложим и към определянето на дисперсията на МАН на косвено измеряемата величина  $Y$ . Във формула (2) приемаме за фиксирани

величини стойностите  $\overline{\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2}$  на коефициентите

на влияние, а самите дисперсии на абсолютните неточности на пряко измеряемите величини считаме за променливи величини, т.е.

$$\sigma^2(\Delta Y) = \sum_{i=1}^n \overline{\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2} \sigma_i^2 \quad (3)$$

Така, според (3), *дисперсията на МАН на косвено измеряемата величина  $Y$  е линейна функция на дисперсиите на абсолютните неточности на пряко измеряемите величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$ .*

Ако разгледаме  $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_n^2, \sigma^2$  като система обобщени ортогонални координати, то получаваме  $n+1$ -мерно метрично хиперпространство  $F^{n+1}$ , в което (3) е уравнение на хиперравнина, минаваща през началото на координатната система. Хиперпространството  $F^{n+1}$  наричаме *пространство на дисперсията на абсолютната неточност на  $Y$* , а  $\sigma^2$  наричаме *равнина на дисперсията на абсолютната неточност на  $Y$* .

Да разгледаме хиперравнината  $\alpha$  на дисперсията  $\sigma^2$  от (3), а именно:

$$\alpha: \sum_{i=1}^n A_i \sigma_i^2 - \sigma^2 = 0, \text{ където } A_i = \overline{\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2} = const.$$

Нека разгледаме и хиперравнината  $\varepsilon: \sigma^2 = 0$ . Очевидно равенството  $\sigma^2 = 0$  е възможно точно тогава, когато  $\frac{\partial f}{\partial x_1} = \frac{\partial f}{\partial x_2} = \dots = \frac{\partial f}{\partial x_n} = 0$ . Затова

считаме, както в [6, 7], че  $\varepsilon$  е *еталонна равнина* в пространството на дисперсията на абсолютната неточност – в смисъл, че съответства на въображаем идеален съвършено точен експеримент.

Строго казано, такъв експеримент е невъзможен и еталонната равнина  $\varepsilon$  е недостижима. Но увеличавайки точността на реалния експеримент, равнината  $\alpha$  се „приближава“ към  $\varepsilon$ . Следователно колкото по-малко е отклонението на равнината  $\alpha$  на проведения експеримент от еталонната равнина  $\varepsilon$  на идеалния експеримент, т.е. колкото ъгълът между двете равнини е по-малък, толкова по-точен е експериментът. Този ъгъл е равен на ъгъла между нормалните вектори

$\vec{n}_\alpha(A_1, A_2, \dots, A_n, -1)$  на равнината  $\alpha$  и  $\vec{n}_\varepsilon(0, 0, \dots, 0, -1)$  на равнината  $\varepsilon$ . Тогава стойността на косинуса

$$k_\alpha = \cos \angle(\vec{n}_\alpha, \vec{n}_\varepsilon) = \frac{1}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + \dots + A_n^2 + 1}}$$

на този ъгъл избираме за *коефициент на точност* в една *безразмерна скала*, т.е. за *числова характеристика на качеството на експеримента*.

Скалата за оценяване качеството на експеримента е интервалът  $[0, 1]$ . Един експеримент е толкова по-точен, колкото стойността на коефициента на точност  $k_\alpha$  е по-близка до 1, и е толкова по-неточен, колкото стойността на коефициента на точност  $k_\alpha$  е по-близка до 0. Стойността  $k_\alpha = 1$  съответства на идеалния съвършено точен експеримент, а стойността  $k_\alpha = 0$  съответства на идеалния абсолютно неточен експеримент.

#### 4. Определяне числената стойност на дисперсията на максималната абсолютна неточност на косвено измеряема величина

Нека в един експеримент са направени  $k$  на брой наблюдения на пряко измеряемите величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$  като  $x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ik}$  са стойностите, измерени за величината  $X_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ).

Определянето на числената стойност на дисперсията  $\sigma^2(\Delta Y)$  на МАН на косвено измеряема величина  $f(X_1, X_2, \dots, X_n)$  като логична последователност от операции може да опишем алгоритмично в следните стъпки.

- За  $m$ -то наблюдение (при всяко  $m=1, 2, \dots, k$ ) се определят стойностите  $\frac{\partial f}{\partial x_{im}}$  на

частната производна  $\frac{\partial f}{\partial X_i}$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ).

- Намира се средната стойност  $\overline{\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2} = \frac{1}{k} \sum_{m=1}^k \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2$  на квадрата на частната производна  $\frac{\partial f}{\partial X_i}$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ).

- От формула (3) се получава представянето на дисперсията  $\sigma^2(\Delta Y)$  на МАН на  $Y$  като линейна функция на дисперсиите  $\sigma_i^2$

на абсолютните неточности на пряко измеряемите величини  $X_1, X_2, \dots, X_n$ .

- Изчисляват се стойностите на дисперсиите  $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_n^2$  на неточностите  $\Delta X_1, \Delta X_2, \dots, \Delta X_n$ .

- Числената стойност на дисперсията  $\sigma^2(\Delta Y)$  се определя като в (3) заместим стойностите на дисперсиите  $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_n^2$ .

Нашият метод, съгласно [8], може да се приложи и към функция  $f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ , която не е диференцируема относно някой свой аргумент  $X_i$  ( $1 \leq i \leq n$ ) в дадени точки  $a_{ij}$ , но е непрекъсната по този аргумент в  $a_{ij}$ . Тогава

производната  $\frac{\partial f}{\partial X_i}$  не съществува в точките  $a_{ij}$ .

Ако, обаче, съществуват десни и леви производни на  $f$  при  $x_i \rightarrow a_{ij}$ , то в израза (3)

величината  $\overline{\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2}$  се заменя с тази от двете

границы, за която коефициентът на влияние  $\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2$  има по-голяма стойност. (Стойностите на двете граници са различни, иначе  $f$  би била диференцируема по  $X_i$ ).

## 5. Дискусия

Предложените от нас практическа оценка на дисперсията на МАН на косвено измеряема величина и метод за определяне на числената ѝ стойност са от особена важност за всяка експериментална наука, в която изследваните процеси се моделират математически.

Косвено измеряемата величина  $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$  може да се разглежда като случайна величина, която е реална функция на случайни независими променливи. Ние работим с пряко измеряеми величини с нулеви математически очаквания, поради което стохастичното представяне на МАН на  $Y$  и изчислената ѝ стойност са най-вероятните. В този смисъл нашият метод е *адекватен* на обективната реалност.

## 6. Заключение

Нашият метод за представяне на дисперсията на МАН на една косвено измеряема величина като функция на пряко измеряеми

величини е *универсален*, защото е приложим към различни научни области, математически модели, видове измервания и типове входни данни.

Методът ни може да се прилага и към експерименти, моделирани с функции, които са с непрекъснати първи производни, но нямат втори производни относно някои свои аргументи в дадени точки. Чрез него по *практически достъпен* начин може да се получи числената стойност на максималната неточност при даден експеримент.

## Благодарности

Настоящите изследвания са извършени с финансовата подкрепа на Фонд „Научни изследвания“ към Министерството на образованието и науката на България по договор ТО1/2.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Bjerhammar, A. (1973). *Theory of errors and generalized matrix inverses*. Elsevier Science Ltd.
2. Taylor, J. (1997). *An introduction to error analysis: The study of uncertainties in physical measurements*. University science books.
3. Раннев, Г. и Тарасенко, А. (2004). *Методы и средства измерений*. Academia, Москва.
4. Fan, H. (2010). *Theory of errors and least squares adjustment*. Royal Institute of Technology, Stockholm.
5. Kolikov, K. and Krustev, G. (2008). Hidden parameters in the laws of motion of material points. *Scientific Research Of The Union Of Scientists In Bulgaria – Plovdiv, series C. Technics and Technologies, Vol. VII., Union of Scientists, 60th Anniversary Jubilee Scientific Session, 4-5 November 2008, 232-237.*
6. Kolikov, K., Krastev, G., Epitropov, Y. and Hristozov, D. (2010). Analytically determining of the absolute inaccuracy (error) of indirectly measurable variable and dimensionless scale characterising the quality of the experiment. *Chemometr. Intell. Lab.*, 102, 15-19. <http://dx.doi.org/10.1016/j.chemolab.2010.03.001>
7. Kolikov, K., Krastev, G., Epitropov, Y. and Corlat, A. (2012). Analytically determining of the relative inaccuracy (error) of indirectly measurable variable and dimensionless scale characterising the quality of the experiment. *CSJM*, vol. 20, 314-331. <http://www.math.md/en/publications/csjm/issues/v20-n1/11035/>

8. Kolikov, K., Krastev, G., Epitropov, Y. and Hristozov, D. (2010). Method for analytical representation of the maximum inaccuracies of indirectly measurable variable (survey), *Proceedings of the Anniversary International Conference "Research and Education in Mathematics, Informatics and their Applications" – REMIA 2010*, Bulgaria, Plovdiv, 10-12 December 2010, 159-166.  
<http://hdl.handle.net/10525/1449>

Пловдивски университет "Паисий Хилендарски"  
ул. „Цар Асен“ 24  
4000 Пловдив  
E-mail: [epitropov@uni-plovdiv.bg](mailto:epitropov@uni-plovdiv.bg)  
E-mail: [dimitarf@gmail.com](mailto:dimitarf@gmail.com)  
E-mail: [kolikov@uni-plovdiv.bg](mailto:kolikov@uni-plovdiv.bg)



## ВРЪЗКА МЕЖДУ КУЛОНОВИЯ ПОТЕНЦИАЛ И ПОТЕНЦИАЛНАТА ЕНЕРГИЯ НА ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ МЕЖДУ ДВЕ ЗАРЕДЕНИ ПРОВОДЯЩИ СФЕРИ

СТЕФАН БОЖКОВ

**Резюме:** В настоящата работа се разглежда отклонението на кулоновия потенциал от потенциалната енергия на електростатично взаимодействие между две заредени проводящи сфери с произволни радиуси и произволни електрични заряди. За целта се използва точна аналитична формула за тази потенциална енергия, изведена чрез метода на зарядовите образи в предишна наша работа.

**Ключови думи:** проводяща сфера, потенциална енергия на електростатично взаимодействие

## CONNECTION BETWEEN COULOMB'S POTENTIAL AND THE POTENTIAL ENERGY OF INTERACTION BETWEEN TWO CHARGED CONDUCTING SPHERES

STEFAN BOZHKO

**Abstract:** In present work we study deviation of Coulomb's potential from the potential energy of electrostatic interaction between two conductive spheres with arbitrary radii and arbitrary charges. For this purpose we use exact analytical formula for this potential energy derived in other work of ours using theory of image charges.

**Key words:** conducting sphere, potential energy of electrostatic interaction

### 1. Въведение

Известна е формулата за намиране на потенциалната енергия при електростатичното взаимодействие между два точкови заряда  $Q_1$  и  $Q_2$ , намиращи се на разстояние  $R$  помежду си [1, 2]. На практика обаче не си взаимодействат точкови заряди, а заредени тела с определени размери, геометрични форми и физически структури. Затова както електростатичната сила така и потенциалната енергия между две проводящи сфери се различават от електростатичната сила и потенциалната енергия между точкови заряди със същите големини, поместени в центровете на сферите.

Установено е, че това се дължи на преразпределението на зарядите по повърхнините на сферите в резултат от електростатичното взаимодействие между тях [1].

В [3] се представя точна аналитична формула, изразена с безкрайни суми, за намиране на потенциалната енергия  $W$  електростатичното взаимодействие между две сфери с произволни заряди и радиуси. Намерена е още силата  $F$  и потенциала  $V$  в дадена точка от полето, породено от тях.

В [4] се решава теоретично проблемът за намиране на отклонението на кулоновите сила  $F_C$  и енергия  $W_C$  от реалните сила  $F$  и енергия

$W$  на електростатичното взаимодействие между две наелектризиращи сфери с равни радиуси.

В [5] се разглежда отклонението на  $F_C$  от  $F$  при сфери с произволни радиуси.

В настоящата работа се разглежда отклонението на  $W_C$  от  $W$  при сфери с равни радиуси.

## 2. Връзка между кулонов потенциал и потенциална енергия на взаимодействие между две проводящи сфери с ненулеви заряди

Нека  $S_1$  и  $S_2$  са две непресичащи се проводящи сфери, с произволни радиуси  $r_1$  и  $r_2$  и отношение на зарядите  $k = Q_2/Q_1$ .

Ако  $R > r_1 + r_2$  е разстоянието между центровете на сферите, то в [3] се полага  $\delta_1 = r_1/R$  и  $\delta_2 = r_2/R$ . Освен това се въвеждат за  $j = 1, 2, 3, \dots$  следните означения:

$$A_{1,j} = 1 + \sum_{k=1}^j (-1)^k \sum_{s=0}^k \binom{j-1-s}{k-s} \binom{j-k+s}{s} \delta_1^{2(k-s)} \delta_2^{2s},$$

$$A_{2,j} = 1 + \sum_{k=1}^j (-1)^k \sum_{s=0}^k \binom{j-1-s}{k-s} \binom{j-k+s}{s} \delta_1^{2s} \delta_2^{2(k-s)},$$

$$B_{1,j} = 1 + \sum_{k=1}^j (-1)^k \sum_{s=0}^k \binom{j-s}{k-s} \binom{j-k+s}{s} \delta_1^{2(k-s)} \delta_2^{2s},$$

$$B_{2,j} = 1 + \sum_{k=1}^j (-1)^k \sum_{s=0}^k \binom{j-s}{k-s} \binom{j-k+s}{s} \delta_1^{2s} \delta_2^{2(k-s)}.$$

Означава се още:

$$X_1 = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\delta_1^m \delta_2^m}{A_{1,m}}, \quad X_2 = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\delta_1^m \delta_2^m}{A_{2,m}}, \quad Y_1 = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\delta_1^{m-1} \delta_2^m}{B_{1,m-1}},$$

$$Y_2 = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\delta_1^m \delta_2^{m-1}}{B_{2,m-1}} \quad \text{и} \quad L'_0 = \frac{1 + X_2 + kY_2}{(1 + X_1)(1 + X_2) - Y_1 Y_2},$$

$$L''_0 = \frac{1 + X_1 + k^{-1}Y_1}{(1 + X_1)(1 + X_2) - Y_1 Y_2}.$$

Освен това при  $m = 1, 2, 3, \dots$  се полага:

$$L'_{2m-1} = -\frac{\delta_1^m \delta_2^{m-1}}{B_{2,m-1}} k L''_0, \quad L'_{2m} = \frac{\delta_1^m \delta_2^m}{A_{1,m}} L'_0,$$

$$L''_{2m-1} = -\frac{\delta_1^{m-1} \delta_2^m}{B_{1,m-1}} k^{-1} L'_0, \quad L''_{2m} = \frac{\delta_1^m \delta_2^m}{A_{2,m}} L''_0.$$

Тогава разстоянията на зарядите образи до центровете на сферите  $S_1$  и  $S_2$  са съответно  $d'_j$  и  $d''_j$ , където:

$$d'_0 = d''_0 = 0, \quad d'_{2m-1} = \delta_1^2 R \frac{A_{2,m-1}}{B_{2,m-1}}, \quad d'_{2m} = \delta_1^2 R \frac{B_{1,m-1}}{A_{1,m}},$$

$$d''_{2m-1} = \delta_2^2 R \frac{A_{1,m-1}}{B_{1,m-1}}, \quad d''_{2m} = \delta_2^2 R \frac{B_{2,m-1}}{A_{2,m}}.$$

Нека  $\delta'_j = d'_j/R$ , а  $\delta''_j = d''_j/R$ ,  $j = 0, 1, 2, \dots$ . Тогава в [3, 6] се показва, че потенциалната енергия  $W$  на електростатичното взаимодействие може да се представи във вида

$$W = W_C H \quad (1)$$

където енергията  $W_C$  е определена за точкови заряди  $Q_1$  и  $Q_2$ , разположени съответно в центровете на сферите, а

$$H = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{L'_j L''_i}{1 - \delta'_j - \delta''_i}$$

е безразмерен коефициент на пропорционалност между  $W$  и  $W_C$ . Този коефициент е изразен чрез отношението  $k = Q_2/Q_1 \neq 0$  на зарядите и отношенията  $\delta_1 = r_1/R$  и  $\delta_2 = r_2/R$  на радиусите  $r_1$  и  $r_2$  на двете сфери към разстоянието  $R$  между центровете им.

За две заредени проводящи сфери с равни радиуси  $r_1 = r_2 = r$ , в [4] теоретично са изследвани стойностите, които приема коефициентът  $H$  в зависимост от отношенията  $k = Q_2/Q_1$  и  $R/2r$ . Установява се, че на относително малки разстояния  $R$  спрямо  $2r$ , отклонението  $H$  на  $W_C$  от  $W$  е значително.

## 3. Оценка на отклонението на кулоновия потенциал спрямо потенциалната енергия на електростатично взаимодействие между две сфери

Нека  $S_1$  и  $S_2$  са две сфери, с произволни радиуси  $r_1$ ,  $r_2$  и заряди  $Q_1$ ,  $Q_2$ . При  $Q_1 \neq 0$  и  $Q_2 \neq 0$  от формула (1) следва, че абсолютната неточност  $\Delta W_C$  на кулоновия потенциал, относно потенциалната енергия на електростатичното взаимодействие  $W$  между проводящите сфери  $S_1$  и  $S_2$ , е

$$\Delta W_C = |W_C - W| = |W_C| |1 - H| \quad (2)$$

Тогава относителната неточност  $\hat{\Delta} W_C$  на  $W_C$  относно  $W$  е

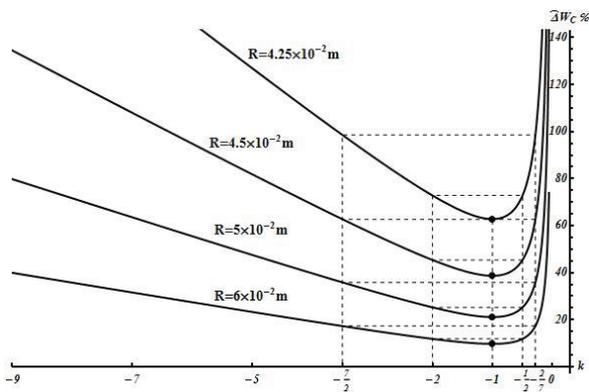
$$\widehat{\Delta W}_C = |1 - H|. \quad (3)$$

Както вече отбелязахме, коефициентът  $H$  е безразмерна величина, зависеща само от  $r_1/R$ ,  $r_2/R$  и  $k = Q_2/Q_1 \neq 0$ . Той всъщност е функция, описваща ефекта от преразпределението на зарядите по повърхнините на сферите. При това от формули (2) и (3) следва, че колкото  $H$  е по-близо до единица, толкова абсолютната и относителната неточности са по-малки, и обратно.

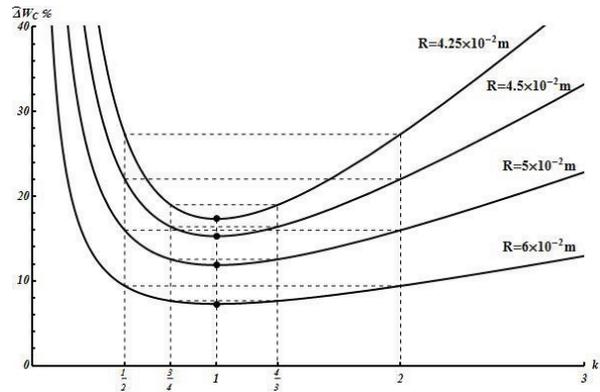
По-нататък ще разгледаме само относителната неточност  $\widehat{\Delta W}_C$ , защото тя дава по-прецизна информация за отклоненията от реалните стойности.

Съгласно Секция 2, при  $R > r_1 + r_2$ ,  $k \neq 0$  и дадени  $r_1$  и  $r_2$ , коефициентът  $H$  може да се разгледа като функция на отношението  $k$  при различни  $R$ , или на разстоянието  $R$  при различни  $k$ . Затова можем да изразим относителната неточност на  $W_C$  като функция на  $k$  или на  $R$ , аналогично на примерите за  $F_C$  в [5].

**Пример 1.** На Фиг.1 и Фиг.2 са показани графиките на относителната неточност  $\widehat{\Delta W}_C$  като функция на  $k \neq 0$  при сфери с равни радиуси  $r_1 = r_2 = 2 \times 10^{-2}$  m и разстояние между центровете им отгоре надолу, съответно:  $R = 4.25 \times 10^{-2}$  m,  $R = 4.5 \times 10^{-2}$  m,  $R = 5 \times 10^{-2}$  m и  $R = 6 \times 10^{-2}$  m.



Фиг. 1. Графиките на относителната неточност  $\widehat{\Delta W}_C$  в зависимост от  $k < 0$

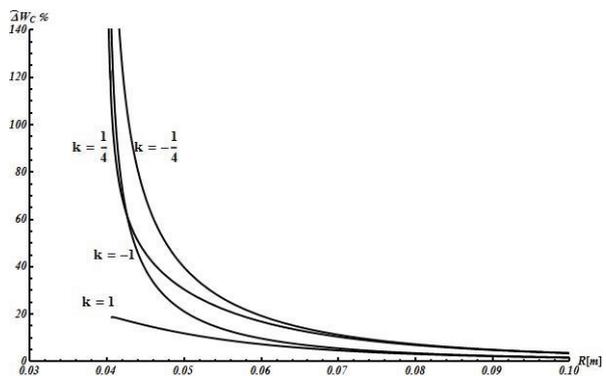


Фиг. 2. Графиките на относителната неточност  $\widehat{\Delta W}_C$  в зависимост от  $k > 0$

От графиките на Фиг.1 и Фиг.2 се вижда, че:

- $\widehat{\Delta W}_C(k) < \widehat{\Delta W}_C(-k)$  за всяко  $k > 0$ , т.е. отклонението на кулоновия потенциал е по-малко при сфери с едноименни заряди.
- Относителните неточности  $\widehat{\Delta W}_C$  имат единствени минимума при  $k = \pm 1$ , т.е. когато  $Q_1 = \pm Q_2$ , независимо от разстоянието  $R$  между сферите.
- $\widehat{\Delta W}_C(k) = \widehat{\Delta W}_C(k^{-1})$ , като относителните неточности  $\widehat{\Delta W}_C$  са по-големи, когато  $R$  е по-малко или разликата между  $|Q_1|$  и  $|Q_2|$  е по-голяма.

**Пример 2.** На Фиг.3 за сфери с равни радиуси  $r_1 = r_2 = r = 2 \times 10^{-2}$  m са представени графиките на  $\widehat{\Delta W}_C$  за  $k = \pm 1$  и  $k = \pm 1/4$  в зависимост от разстоянието  $R$ .



Фиг. 3. Графиките на  $\widehat{\Delta W}_C$  за сфери с равни радиуси и  $k = \pm 1$ ,  $k = \pm 1/4$  в зависимост от  $R$ .

С намаляване на разстоянието между сферите (т.е. при  $R \rightarrow r_1 + r_2$ )  $\widehat{W}_C$  нараства. Обратно,  $\widehat{W}_C \rightarrow 0$  при относително големи  $R$ , спрямо  $r_1 + r_2$ . Така реалната потенциална енергия  $W$  между заредени сфери на големи разстояния  $R$  относно  $r_1 + r_2$  съвпада с кулоновия потенциал  $W_C$ . Относителната неточност  $\widehat{W}_C$  отново е по-малка, ако двете сфери са заредени с едноименни заряди.

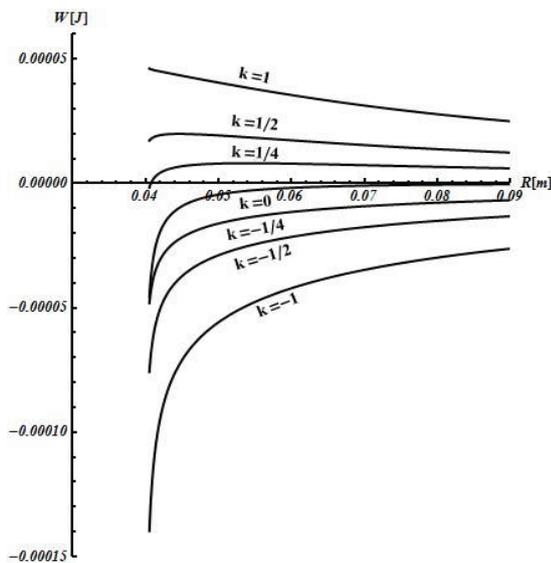
#### 4. Изчисления

Аналофично на разглежданията за  $F_C$  и  $F$  в [5], ще представим един конкретен пример, за да видим колко значима в някои случаи е разликата между потенциалните електростатични енергии  $W$  и  $W_C$ .

Ще сравним стойностите на потенциалната енергия  $W$  от формула (1) с  $W_C$  като разгледаме случая, когато сферите са с равни радиуси.

**Пример 3.** Нека  $S_1$  и  $S_2$  са две наелектризирани проводящи сфери с радиуси  $r_1 = r_2 = 2 \times 10^{-2}$  m и отношението на зарядите им  $Q_2$  и  $Q_1$  е  $k = Q_2/Q_1 = \pm 1, \pm 1/2, 1/4, 0$ .

На Фиг.4 представяме семейство от графики на енергията  $W$  в зависимост от разстоянието  $R$  между центровете  $O_1$  и  $O_2$  на сферите  $S_1$  и  $S_2$ . Графиките при различните стойности на  $k$  са начертани въз основа на формули (1) и (3) от [4].



**Фиг. 4.** Графики на потенциалната енергия  $W$  в зависимост от разстоянието  $R$  между центровете на сферите при различни стойности на отношението на зарядите  $k = Q_2/Q_1$ .

От графиките се вижда, че за сфери с равни радиуси са изпълнени изводите **(i)**, **(ii)** и **(iii)** от Секция 3 на [4]:

**(i)** При произволни стойности на  $Q_1$  и  $Q_2$ ,  $W \leq W_C$  като за  $R$  намаляващо към  $2r$ , отклонението на  $W_C$  от  $W$  расте. При това:

- За  $Q_1 Q_2 < 0$  (за  $W_C < 0$ ),  $H > 0$ .

Следователно  $|W| > |W_C| > 0$ .

- За  $Q_1 Q_2 > 0$  (за  $W_C > 0$ ):
  - при  $Q_2 < 0.28 Q_1$ ,  $H > 0$ ,  $H = 0$  или  $H < 0$ , т.е.  $W$  може да сменя знака си;
  - при  $Q_2 = 0.28 Q_1$ ,  $H = 0$ , т.е.  $W \approx 0$ ;
  - при  $Q_2 > 0.28 Q_1$ ,  $0 < H < 1$ , т.е.  $W > 0$ .

Следователно, ако  $H \leq -1$ ,  $|W| \geq W_C > 0$ , а ако  $-1 < H \leq 1$ , то  $W_C \geq |W| \geq 0$ .

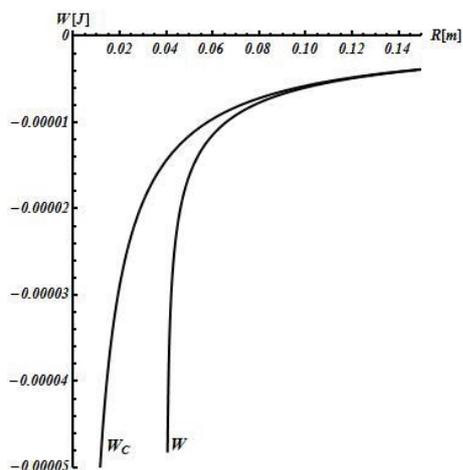
- За  $Q_1 \neq 0$ ,  $Q_2 = 0$  (за  $W_C = 0$ ):
  - при  $R \geq 8r$ ,  $W \approx 0$ ;
  - при  $R < 8r$ ,  $W < 0$ .

Следователно  $|W| \geq W_C = 0$ .

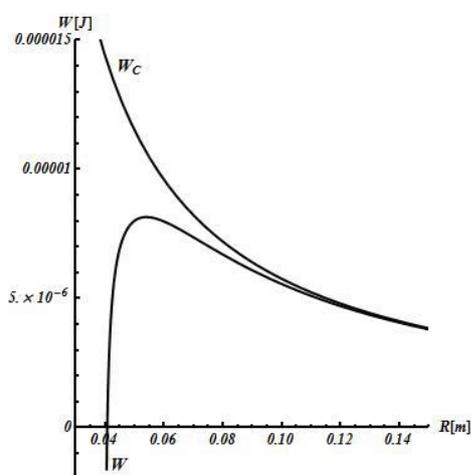
**(ii)** При увеличаване отношението между ненулеви стойности на  $Q_1$  и  $Q_2$ , растат и стойностите на  $R$  относно  $2r$ , при които  $H = 1$ , т.е.  $W_C \approx W$ . Следователно за  $Q_1 = Q_2$  отклонението на  $W_C$  от  $W > 0$  е най-малко.

**(iii)** При фиксирани ненулеви стойности на  $|Q_1|$  и  $|Q_2|$ , за всички стойности на  $R > 2r$ , потенциалната енергия  $W < 0$  е по-голяма по абсолютна стойност от потенциалната енергия  $-W > 0$ , докато  $|W_C|$  е една и съща за всяко  $R > 2r$ .

На Фиг.5 и Фиг.6 са съпоставени графиките на  $W_C$  и  $W$  в зависимост от  $R$  за  $k = -1/4$  (разноименни заряди) и за  $k = 1/4$  (едноименни заряди).



Фиг. 5. Графики на  $W_C$  и  $W$  в зависимост от  $R$  при  $k = -1/4$ .



Фиг. 6. Графики на  $W_C$  и  $W$  в зависимост от  $R$  при  $k = 1/4$ .

От графиките се вижда, че големината на идеализираната потенциална енергия на взаимодействие  $W_C \neq 0$  строго расте по модул с намаляване на разстоянието  $R$ . Докато:

- При  $k = -1/4$  потенциалната енергия  $W$  между двете сфери и кулоновия потенциал  $W_C$  между двата точкови заряда са с един и същ знак, т.е.  $W < 0$  и  $W_C < 0$ , но  $|W| > |W_C|$  за всяко разстояние  $R$  (Фиг.5).

- При  $k = 1/4$  с намаляване на разстоянието  $R$  първоначално  $W > 0$  и постепенно расте, достига максимум ( $W_{max}$ ), след това намалява до нула ( $W = 0$ ) и накрая бързо намалява под абсцисната ос  $W < 0$  (Фиг.6). В този конкретен случай реалната потенциална енергия  $W$  се различава драстично от кулоновия потенциал  $W_C$ .

Във всички случаи идеализирания кулонов потенциал  $W_C$  на малки разстояния  $R$

(относно сумата на радиусите  $r_1$  и  $r_2$ ) съществено се отклонява от реалната потенциална енергия  $W$ . Само на достатъчно големи разстояния, когато двете сфери могат да бъдат разглеждани като точкови обекти, реалната потенциална енергия и кулоновия потенциал практически съвпадат.

Във всеки един конкретен случай сравняване на кулоновия потенциал  $W_C$  с реалната потенциална енергия  $W$  може да бъде направено с помощта на формула (1).

## 5. Дискусия

Получава се, че отклонението на кулоновия потенциал от реалната потенциална енергия на електростатичното взаимодействие между две сфери е много голямо на малки разстояния  $R$ , относно сумата на радиусите  $r_1$  и  $r_2$  на сферите. Както е известно, отклонението на кулоновия потенциал  $W_C$  от реалната потенциална енергия  $W$  се дължи на електростатичната индукция между заредените сфери. На относително големи разстояния  $R$  може да се счита, че  $W_C = W$ . В [4] са направени тези изводи в случая, когато  $r_1 = r_2 = r$ .

## 6. Заключение

Установеното от нас отклонение на  $W_C$  от  $W$  в определени случаи е драстично. Това показва колко съществено е в различните практически ситуации да се направи оценка на това отклонение. Така например в [7, 8, 9, 10] се намира потенциалната енергия на връзката между нуклоните в атомните ядра, като се използва формула (1).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Maxwell J. (1954). *A Treatise on electricity and magnetism Vol. 1*, Dover.
2. Halliday D., Resnick R., Walker J. (2010). *Fundamentals of physics*, Wiley.
3. Kolikov, K., Ivanov, D., Krastev, G., Epitropov, Y. and Bozhkov, S. (2012). Electrostatic interaction between two conductive spheres. *J Electrostat*, 70, 91-96.
4. Kolikov, K. (2015). Theoretical deviation assessment of electrostatic interactions between two point charges and two conductive spheres of equal radii. *Journal of Applied Physics* (submitted).
5. Ivanov, D., Bozhkov, S. and Epitropov, Y. (2015). Deviation of coulomb's force from the force of electrostatic interaction between two conducting spheres. *J Electrostat* (submitted).

6. Kolikov, K., Ivanov, D., Krastev, G., Epitropov, Y. and Bozhkov, S. (2012). Erratum to “Electrostatic interaction between two conducting spheres”. *J Electrostat*, 70, 91-96.
7. Kolikov, K., Ivanov, D. and Krustev G. (2012). Electromagnetic nature of the nuclear forces and a toroid model of nucleons in atomic nuclei. *Natural Science*, 4, 47-56.
8. Kolikov, K., Ivanov, D. and Krustev G. (2012). Electromagnetic nature of the nuclear forces and toroid structure of the deuteron and triton. *Natural Science*, 4, 123-130.
9. Kolikov K., (2012). Electromagnetic nature of nuclear forces and the toroid structure of the helion and the alpha particle. *Natural Science*, 4, 484-491.
10. D. Ivanov, K. Kolikov, Short-range action and long-range action of the electrostatic forces within atomic nuclei, *Natural Science*, 5 (2013) 508-513.

Контакти

Адрес: Пловдивски Университет  
“П. Хилендарски”, ул. „Цар Асен” 24,  
Пловдив, България  
E-mail: bozhkov@uni-plovdiv.bg



## OPTIMAL POSITION SENSOR FOR ORIENTATION OF PHOTOVOLTAIC PLANTS

RUMEN POPOV, STEFAN LISHEV, ALEKSANDAR GEORGIEV, NADEZHDA VASILEVA

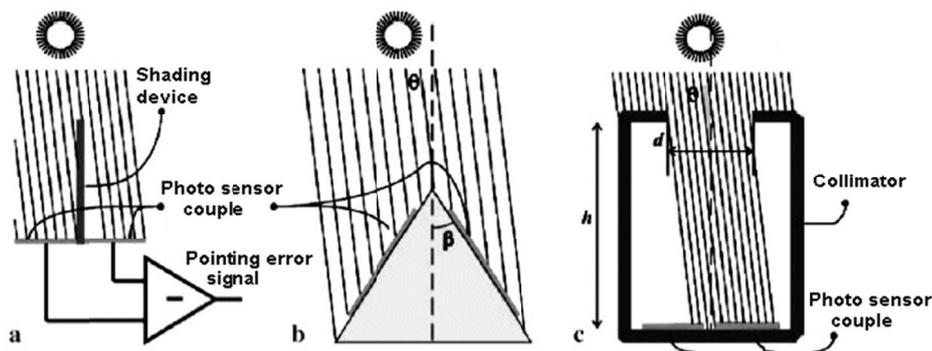
**Abstract:** *The produced volume of an electrical energy in non-concentrated, photovoltaic plants may significantly increase if the panel orientation is changing, to follow the optimal position. There are a number of methods and sensors, used to find the PV panel optimal orientation, which depend not only on sun position, but on sky (sun) insolation factors, too. In some cases the diffuse component of the solar radiation produces much more electricity, then direct one. In this article sensor for direct, real time measurement of an optimal PV plant orientation position is proposed. It uses a rotating sensor array, oriented at different tilt angles and scanning the sky. The microcontroller unit performs measurement and control algorithm and allows calculated data through RS485 interface connection.*

**Key words:** *Solar photovoltaic system, Optimal Position Sensor, Renewable Energy*

### 1. Introduction

There are different sun following controllers, which provide error signals (normally one signal per following axis). The sun position sensors act as a two axes or four quadrant photocell, giving a mV voltage proportional to the radiation

beam position inside the sensor. Sometimes the sensitivity of the sensor phototransistors is raised due to the inclination of the surfaces where they are mounted. Fig.1 presented several sun sensors types [1].



*Fig. 1. Various types of Sun sensors [1]*

Let us consider the classical sensor, which is constructed for one sun position coordinate. There are two phototransistors, which are situated on a pair of surfaces with a slope of  $90^\circ$ . Fig.2 shows the sensor construction [1].

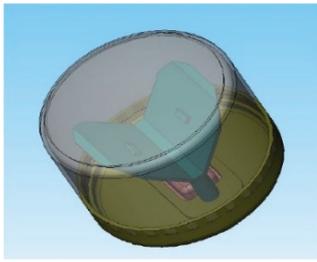
The above mentioned sensors possess two main problems: on the one hand the phototransistors have to be quasi-identically, on the other hand there exists the so called ageing semiconductor effect.

The problems of the classical Sun sensor may be solved by the matrix Sun sensor (MSS).

In the previous solutions, each tracking direction is controlled by using a Sun sensor made by a pair of phototransistors.

This proposal is for a single matrix Sun sensor MSS, which controls both axes of the tracking system. The main advantages of the new solution are the robustness and the economical aspect. The new sensor uses the ancient principle of

the solar clock. Photo-elements (CdS cells) are employed inside the MSS.

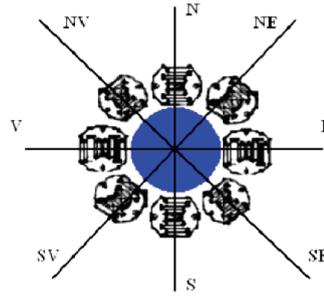


**Fig. 2.** A classical Sun sensor [1]

Fig.3 presents the position of the photo-resistors [1].

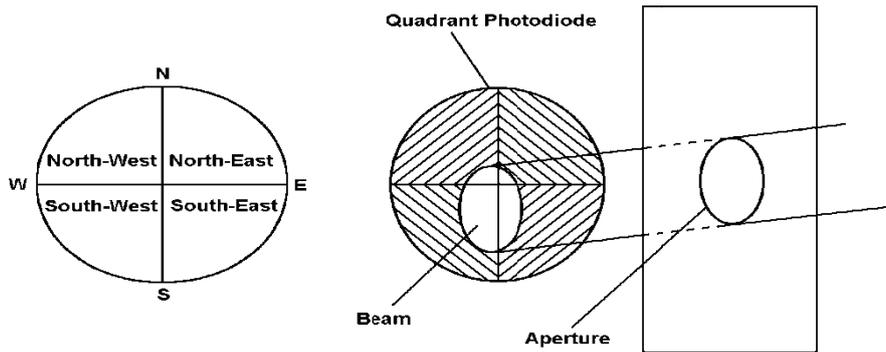
A sensor for measuring the sun position consists of a four-quadrant photodiode (Fig.4). The diagram shows four main zones - north-east (NE), north-west (NW), south-west (SW) and south-east (SE). A beam of light illuminates a part of the four zones through an aperture (Fig.4). When the sensor moves (or the sun's position changes), the beam

illuminates different portions of each quadrant and consequently produces different currents in the diode [2].



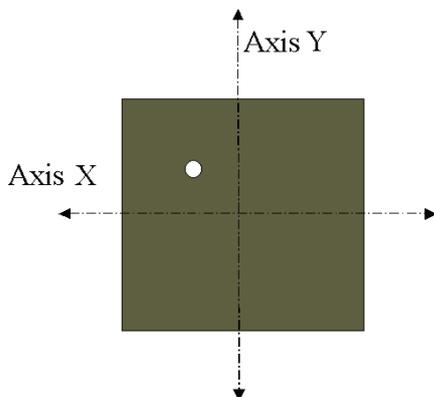
**Fig. 3.** The photo-resistors matrix [1]

An electronic circuit is used to measure the current from quadrants NE, NW, SW and SE. Error signals for the west-east and north-south axes are obtained by properly summing and deducting the currents [2].



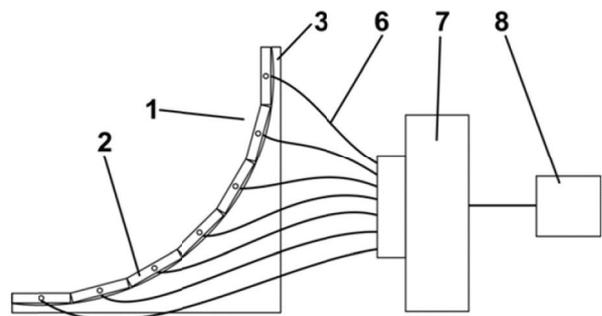
**Fig. 4.** The four-quadrant sensor [2]

Fig. 5 presents another type of sensor. This sun position sensor acts as a two axes or four quadrant photocell, giving a mV voltage proportional to the radiation beam position inside the sensor. The sensor is intended to keep the radiation beam as near as possible to the (0, 0) position of both axes (Fig. 5).



**Fig. 5.** Sun position sensor [3]

A multicellular photovoltaic sensor uses specific method to direct any installation with solar collectors or PV panels. Its construction is as follows: solar PV cells are situated in several surfaces on a supporting device. The planes have the following angles: 0°, 15°, 30°, 45°, 60°, 75°, 90°.



**Fig. 6.** Sensor with vertical configuration [4]

The role of the solar cells is to find the insolation available in the mentioned surfaces. Another role of the cells is to collect information of the present global solar radiation in the mentioned directions. There are two positions of the sensor - vertical and horizontal. The sensor determines the optimal solar altitude in the first case (Fig.6). The determination of the optimal solar azimuth is done by the second one (Fig.7).

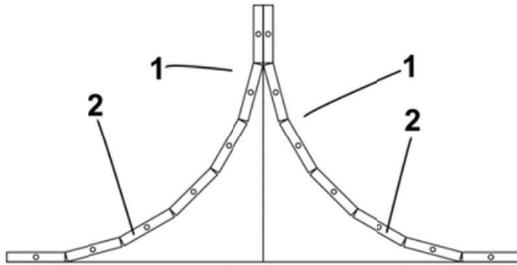
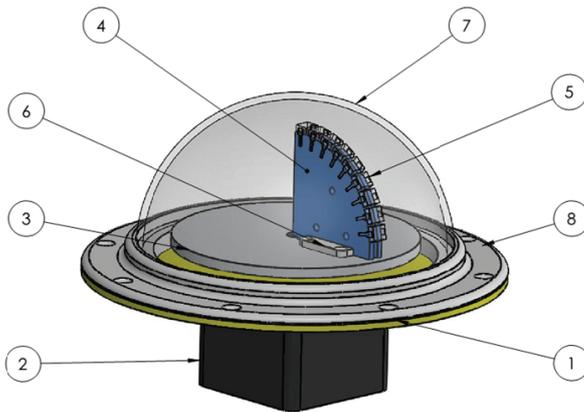


Fig. 7. Sensor with horizontal configuration [4]

## 2. Proposed sensor construction

The proposed sensor principal of operation is based on a full sky scanning procedure, which allows finding, in real time, an optimal PV panel inclination and azimuth angles. The multicellular sensor array 5, mounted on the PCB assemblies 4 (Fig.8) is rotating around the vertical access in 360 degree range, that ensure an real time incoming solar radiation measurement at approximately all possible PV panel orientation positions. The sensor array consists of 9 silicon PV sensors, fixed at different angles (0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70 and 80 degrees) from the horizon. The PCB assembly is fixed on the top of the rotating disk 3 by the PCB support 6. Stepper motor 2 is rotating the disk and the sensor array. The inside area is covered by the quartz glass cover in case to protect sensors by the environment conditions.



ITEM No.	DESCRIPTION	QTY.
1	Stepper Motor Base	1
2	Stepper Motor	1
3	Rotating Disk	1
4	Printed Circuit Board	2
5	Silicon PV Sensor	9
6	PCB Support	1
7	Quartz Glass Cover	1
8	Plastic Ring	1
9	Bottom Cover (Fig.9)	1
10	Level Sensor (Fig.9)	1
11	Sensor Base (Fig.9)	1

Fig. 8. The mechanical part of the optimal PV plant orientation sensor

The rotating disk motion begins from the north orientation position and produces a full turn to the same point. The next measurement is performed at an opposite direction turn. This is made by the reason to allow wire signal connection between the rotating and stationary parts of the assembly. The optical start/end position sensor (not showed on the figure) is used to synchronize the movements.

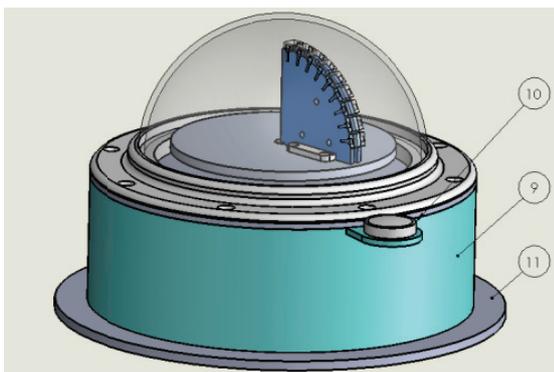
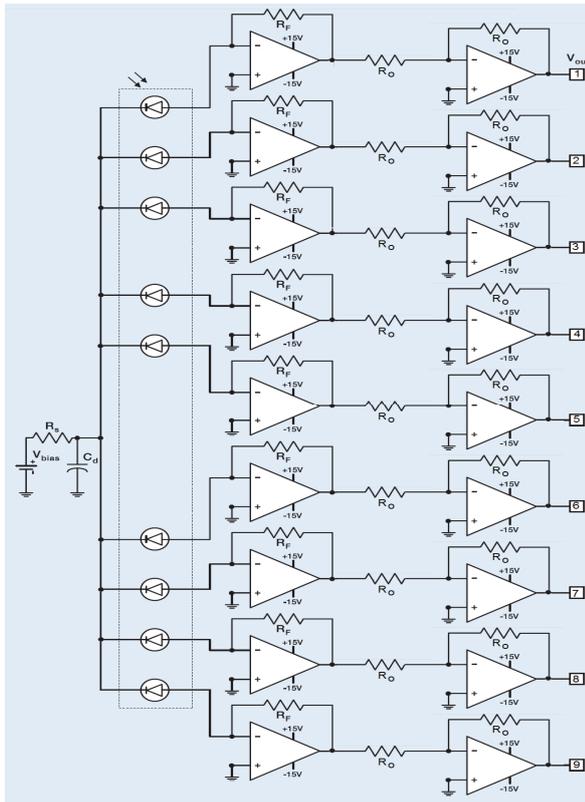


Fig. 9. The common view of the sensor assembly

The bottom cover 9 (see Fig. 9) contains an electronic control and measurement PCB and desiccant container, which one is used to avoid wet condensing on the inner surface of the quartz glass cover. The whole sensor is mounted on the sensor base 11, which ensure level screw adjustment, and north direction correction. The actual level is measuring by the liquid level sensor 10.

The optimal position angles (elevation and azimuth) are determined by the comparison of the signal levels, detected from the sensor array in a whole turn data frame. The transimpedance amplifiers are used to gain photovoltaic currents, produced by the silicon sell sensors. Fig.10 shows the schematic diagram of the amplifier section. The 9 identical channels are used to gain signal level to the appropriate value, which may be accurately measured by the microcontroller analog to digital conversion (ADC) section. The inverting amplifiers 9 are producing positive voltages, compatible to the ADC measurement range.



**Fig. 10.** Amplifier section schematic diagram

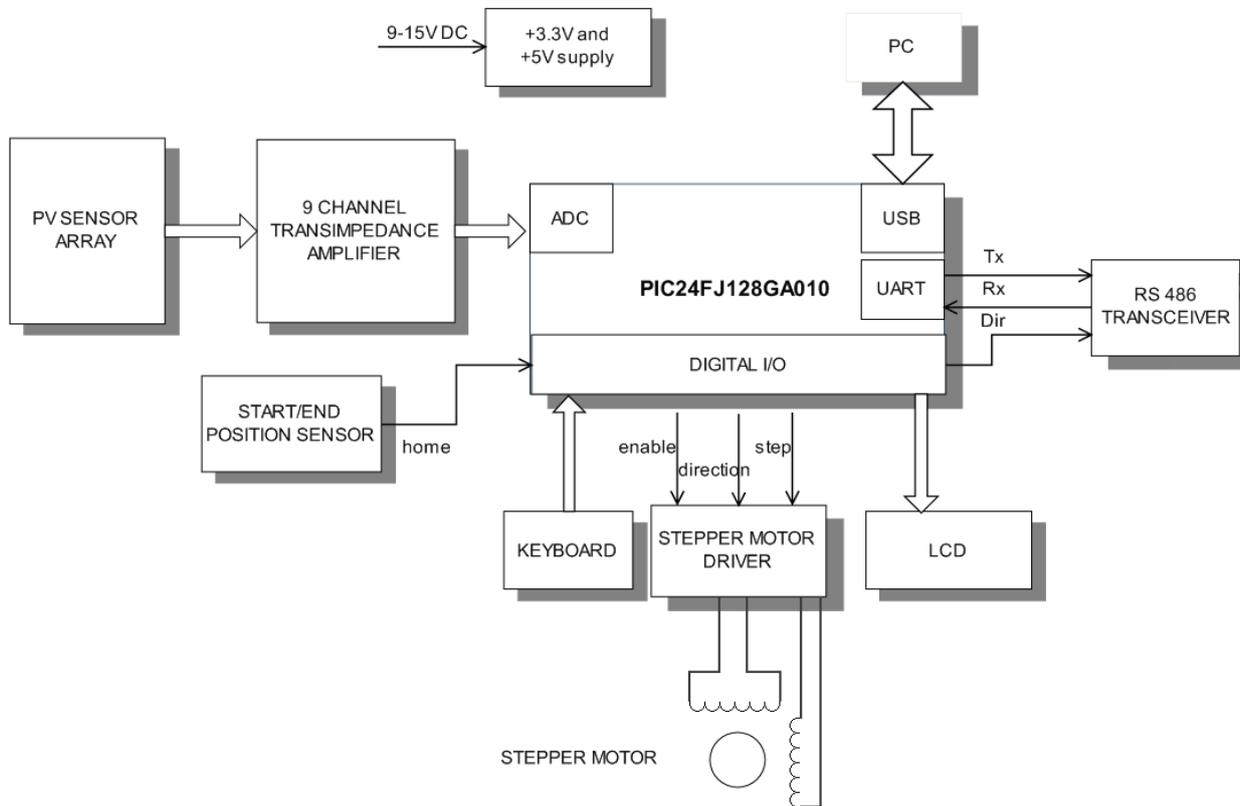
The accurate solar radiation level comparison may be performed only if the

sensitivities of the 9 measurement channels (sensors and amplifiers) are identical (Fig.10). This is the reason to use a special channel sensitivity calibration procedure. On it the sensor array PCBs, after assembling, are placed on the rotating disk horizontally and the standard sun lite source is situated in front of the assembly. By rotating the disk and measuring the maximal voltage level, produced by the each one channel, the sensitivity coefficients (for all the channels) are determined.

### 3. Sensor control section

The control unit is based on PIC24FJ128GA010 microcontroller using Microchip's Explorer 16 development board [5]. The board is equipped with various interfaces, including digital I/O, serial UART module, ADC inputs and USB device module. RAM memory is 8K bytes which is sufficient for storing input values from sensors. Processor instruction execution speed of 250 ns allows processing of input data to be done in the given time window (Fig.11).

PV sensor array is connected to 9 channel transimpedance amplifier for amplification and signal level matching and then to analog-to-digital module of the microcontroller. The ADC module is high-speed, pipelined 12-bit A/D converter.



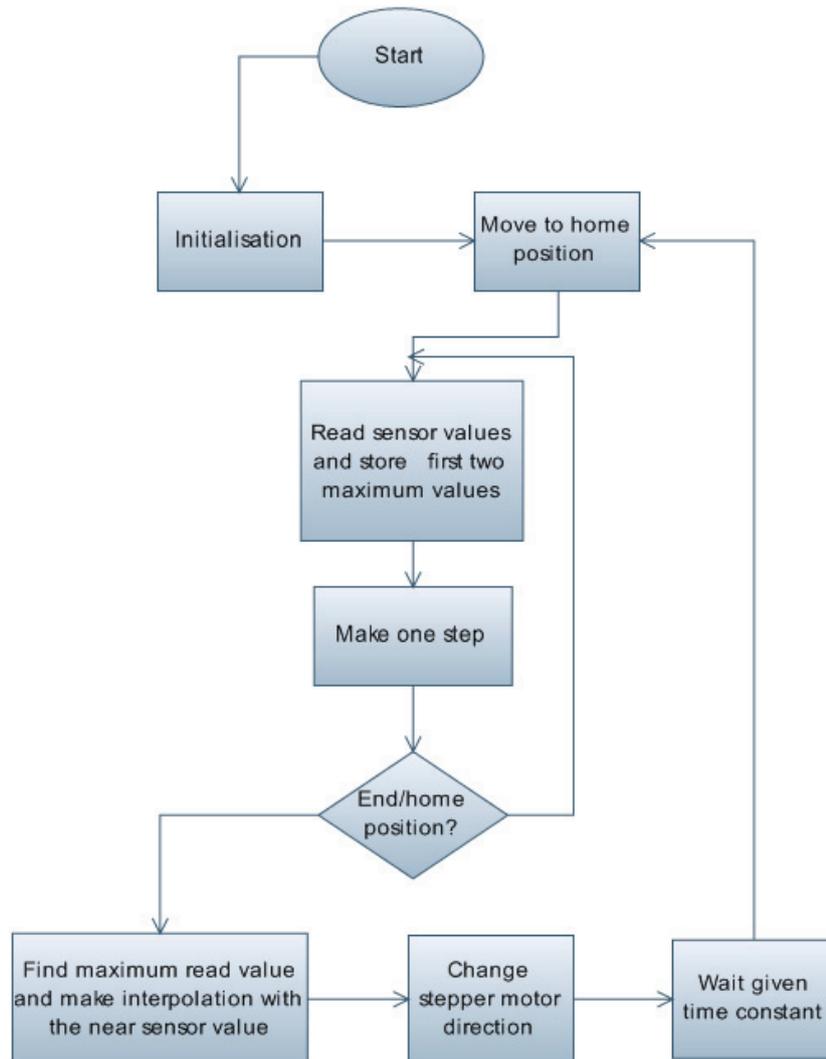
**Fig. 11.** Control system block diagram

The start/end position sensor is used to indicate start point and the full turn end point in measurement movements. The Texas Instruments DRV8824 [6] provides an integrated bipolar stepper motor driver solution. It has built in micro-stepping indexer and simple step/direction control interface.

The system parameters, such as a scanning time interval, a number of averaged measurement samples, sensor array sensitivity data etc. may be added or changed by using a keyboard and LCD display.

Output data are available through RS485 interface connection. The USB port supports controller program development.

MCU read PV sensors array signals at every step and find the maximum value. At the end of the rotation the algorithm finds the maximum value of all and interpolates with its near sensor value to find the exact optimal angle of elevation. The simplified algorithm diagram for the measurement procedure is presented on Fig.12.



**Fig. 12.** The simplified algorithm diagram for measurement procedure

#### 4. Conclusions

The sensor, proposed in this article, allows the user actual, real time information about the optimal inclination and azimuth orientation of the PV panels, in case to produce maximal electricity power. The obtained data are based on the fast and practically full sky observation procedure. Linear interpolation is used only in elevation access, between two sensors positions, reporting best

values. The inclination difference for these two sensors is only 10 degrees.

The azimuth resolution is set to 0,9 degree and match to a half step size of the stepper motor.

For the best results in optimal position measurements, the type of the sensors in photocell array should be the same, as in PV plant panels.

The chosen data interface (RS485) is convenient to cover long distances - up to 1200 m.

This feature adds flexibility in sensor placement, inside the PV plant arrangement.

### 5. Acknowledgement

This work has been supported financially by the:

➤ Research project 152ΠΔ0046-24/ 27.03.2015 of the Technical University of Sofia;

➤ Research project 152ΠΔ0045-24/ 26.03.2015 of the Technical University of Sofia.

### REFERENCES

1. E. Ritchie, E., Argeseanu, and A., Leban, K. "Robust Solar Position Sensor for Tracking Systems". *Proc. of the 9th WSEAS Int. Conf. on POWER SYSTEMS, ISSN: 1790-5117, ISBN: 978-960-474-112-0*, pp. 49-54.
2. P. Roth, A. Georgiev, H. Boudinov. "Design and construction of a system for sun-tracking". *Renewable Energy*. vol. 29 (3), 2004, pp. 393-402.
3. P. Roth, A. Georgiev, H. Boudinov. "Cheap two-axis sun-following device". *Energy*

*Conversion and Management*. vol. 46 (7-8), 2005, pp. 1179-1192.

4. J.C. Sáenz-Díez Muro, E. Jiménez Macías, J.M. Blanco Barrero, J. Blanco Fernández. "Optimal orientation procedure of photovoltaic solar systems through the use of a multicellular photovoltaic sensor". *Proc. of the Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'12), Santiago de Compostela, Spain, 28th to 30th March, 2012*.
5. *Explorer 16 Development Board User's Guide: DS51589A Microchip Technology*, 2005.
6. *DRV8824 - Stepper motor controller IC, Datasheet: SLVSA06H* – Texas Instruments October 2009 – Revised December, 2013.

### Contacts

e-mail: rum\_pop@yahoo.com

e-mail: stefan\_lishev@abv.bg

e-mail: ageorgiev@gmx.de

e-mail: vasileva\_nadezhda@abv.bg



## ФАКТОРИ ВЛИЯЕЩИ НА ЕНЕРГИЙНТЕ ПОТРЕБНОСТИ НА БИТОВИТЕ СТОПАНСТВА. СТРАТЕГИИ ЗА ИКОНОМИЯ НА ЕНЕРГИЯ

НИКОЛАЙ ПАУНКОВ

**Резюме:** Всяко битово стопанство, независимо дали е къща, апартамент или кооперация има нужда от енергия за отопление, вентилация и охлаждане, топла вода, осветление, електричество. Световната икономическа криза води до намаляване на дела на промишлеността като консуматор на енергия за сметка на битовото потребление. Покачването на цените на енергийните ресурси води до търсене на начини за компенсирание негативните последици. Някои от вариантите са икономия на енергия чрез уреди с висок енергиен клас, подобряване на топлоизолацията на жилищата. Технологиите за добив на енергия от Слънцето предлагат още алтернативи. Истинският икономически ефект идва от употребата на няколко технологии и стратегии. За това са нужни много инвестиции и проучвания.

**Ключови думи:** Технология за добив на енергия от Слънцето, Възобновяеми източници, фотоволтаични модули (PV), (PV/T)

## FACTORS INFLUENCING ON THE ENERGY NEEDS OF THE DOMESTIC ECONOMIES. STRATEGIES FOR SAVING OF ENERGY

NIKOLAY PAUNKOV

**Abstract:** In every domestic economy nevertheless house, apartment or mansions there is a need of the energy for heating, ventilation and cooling, hot water, lighting and electricity. The world economy crisis leads to decreasing of the industry side as an energy consumer at the expense of household consumption. Increasing of the energy resources prices leads to demanding of new ways for covering of these needs. Some of these methods is saving of energy through using of energy saving devices, making better thermal insulation of the lodgings. Technology for power from the sun offers one more alternatives. The real economy effect comes from using of several technologies and strategies. All these approaches require investments and researches

**Key words:** Technology for power from the sun, Renewable energy, Photovoltaic modules (PV), (PV/T)

### 1. Основни положения

Развитието на съвременната технология и индустрия и непрекъснатото нарастване на населението поставят сериозни въпроси. Проблема с недостига на енергия се задълбочава. Човечеството употребява

предимно невъзобновяеми енергийни ресурси нефт, природен газ, въглища, уран. Тези енергийни източници са широко разпространени и с висока енергийна плътност. Начинът на техния добив е сравнително прост но употребата им е свързана с редица сериозни опасности.

Един от начините да се подобри положението е да се намали нуждата за доставяне на енергия за бити от външни, глобални енергоизточници, електроенергийната или топлоенергийната национална мрежа. За постигането на тази цел целта се създават нови технологии. Те трябва да задоволят напълно или от части основните потребности на битовите стопанства, а именно енергия за хранене на електроуредите, осветление, топла вода, вентилация и охлаждане.

Съществуват нови алтернативни източници на енергия, като например слънцето. Технологиите за получаване на енергия от слънцето се усъвършенстват и стават все по-актуални. Използват се основно два варианта: единият е свързан с директното преобразуване на слънчевата светлина в електричество чрез така наречените фотоволтаични модули (PV), при другия се използва само топлинната съставка посредством така наречените топлинни слънчеви колектори.

Технологиите за добив на енергия от слънцето са особено приложими при малките автономни и битовите консуматори. Една комбинирана слънчева (PV/T) система от най-прост тип би могла да намали нуждата от електроенергия и до голяма степен да задоволи тяхната потребност от топла вода, особено през летните месеци. Съществуват и други подходи за още по-пълно използване на слънчевата радиация. С помощта на оптични влакна(светловоди) и светло уловители монтирани на покрива може да се осигури достъп на слънчевата светлина до затворени помещения, които са нормално тъмни през деня. При една по-усложнена (PV/T) система е възможно да се осигури и охлаждане или вентилацията на едно битово стопанство.

Поради сложността на самите системи, разнообразието на използваните методи за добив на енергия от слънцето се налага използването на комплексни методи и измервателна апаратура за оценка на различните величини участващи в процеса на преобразуване, запасяване и използване на добитата енергия. За доказване или определяне на ефективността на подобна система се налагат продължителни целогодишни измервания. Нужно е да се отчитат циклите “ден-нощ”, “зима-лято”, облачно или безоблачно време. Налага се да се измерва пряката радиация която се приема от слънцето, както и каква част от отразената или дифузната се използва. В някои случаи една високотемпературна топлинна система или

фотоволтаична с насочване или фокусиране, имащи значително по-високо КПД са по-скъпи. Това ги прави и икономически неефективни.

## 2. Законови разпоредби

Няколко са основните законови разпоредби и рамкови конвенции [1] регламентиращи използването и обуславящи бъдещото развитие на Възобновяемите енергийни източници (ВЕИ). Единият е международен. Това е Рамковата конвенция на Обединените нации, третираща изменението на климата - Рамковата конвенция на Обединените нации по изменението на климата (РКОНИК). Тази конвенция е първото международно споразумение разглеждащо проблема за изменение на климата на глобално ниво. Тя е подписана на световната среща по околната среда в Рио де Жанейро през 1992 г. от над 160 страни. След като България се присъединява към Конвенцията през 1995 г. поема и задължението да редуцира концентрацията на емисиите си на парникови газове в атмосферата. По-късно през декември[2] 1997 г. в Киото – Япония се приема протокол определящ намаляването на общо девет вида газови емисии, които провокират глобалното затопляне. Протоколът от Киото е първото международно споразумение за опазване на околната среда. Връзката на тези два документа и използването на ВЕИ и очевидна. Новите технологии снижават рязко отделянето на вредни газове в атмосферата. Валидността на Протокола от Киото изтече през 2012 г. (но срокът на действието му е в процес на удължаване). Целта на Европейския съюз (ЕС) е да намали парниковите емисии на газове с 20% до 2020 година. След 2012 г. в Европа се говори за съобразяване с Протокола, за контрол на енергопотреблението, както и за увеличаване на използването на енергия от възобновяемите източници. Създаха се нови технологии и стандарти за енергийна ефективност. Количеството на вредните емисии на газове изхвърляни в атмосферата трябва да се намали.

Друг важен документ е предприединителния ни договор към Европейския Съюз. Според него над 9% от брутното производство на електроенергия в страната до 2015 г. трябва да е от ВЕИ. Според енергийната стратегия на България[3] този дял трябва да стане 20%. Това е и Европейска цел. Според [4] подобна интеграция на Европейския енергиен пазар ще добави към брутния вътрешен продукт на страните членки между 0,6% и 0.8%, ще се разкрият много нови работни

места и до 2020г. ще спестят над 60 милиарда евро от по-малко внос на нефт и газ .

Във връзка с тези договорености и поети ангажименти, България приема **“Национална дългосрочна програма за насърчаване на използването на възобновяемите енергийни източници 2005 -2015 година”**. Приет е и Закон за възобновяемите и алтернативни източници и биогоривата. Този закон [5] урежда обществените отношения, свързани с насърчаване на производството и потреблението на електрическа, топлинна енергия и/или енергия за охлаждане от възобновяеми енергийни източници и от алтернативни енергийни източници. Законът още подкрепя научните изследвания в областта на ВЕИ, определя преференциални цени за изкупуване на енергията произведена от тях. Тези законови разпоредби са много важни, защото новите технологии в развитие по принцип са по-скъпи от конвенционалните. Нужни са големи капиталовложения за тяхното усъвършенстване.

Вследствие предприетите законови мерки и развитието на самата технология за добив на зелена енергия, разходите по разполагането на ВЕИ инсталациите намаляват. Това води до насърчаването на инвестициите в такъв вид технологии.

Една от най-перспективните нови технологии за добив на енергия от възобновяеми източници е свързана със слънцето. Цените на фотоволтаичните модули непрекъснато намалява, по-бързо в сравнение с цените на компонентите използвани при другите ВЕИ технологии. Живота на един съвременен фотоволтаичен панел е вече около 10-20 години. Нараства и тяхното КПД.

През 2009 година фотоволтаичните инсталации са на трето място по инсталирани мощности в страните членки на Европейския Съюз, след ветровите и газовите инсталации. Инсталираните мощности на фотоволтаичните инсталации достигат 16 ГВт (70% от световните мощности). Към настоящият момент са инсталирани 78797 MWp мощност [6][7].

Растежа на пазара на фотоволтаични системи в България за периода 2007-2013г. година от 2,5 MW рязко е нарастнал до около 30 MW

### 3. Фактори влияещи на енергийното потребление на битовите стопанства

За да оценим нуждите на едно домакинство от енергия, първо трябва да оценим някои икономически тенденции определящи цените на основните енергоносители като

средства за задоволяване на тези нужди. Факторите които оказват влияние върху битовото енергопотребление са демографския фактор, социално икономическото развитие, жизнения стандарт. Влияние оказва и Европейската политика, подкрепяна от нашето законодателство по отношение на енергийната ефективност. Новите ВЕИ технологии също оказват влияние върху крайното енергопотребление.

На лице е застаряване на населението в Европейския съюз. Числеността му намалява за сметка на удължаването на средната продължителност на живота. Въпреки това домакинствата не се редуцират, намаляват се само броя на членовете в едно семейство. Крайното електропотребление за бита нараства.

От предложения анализ на Националния статистически институт (НСИ) **Фиг. 1.** е на лице влошаване на икономическото състояние на населението. Наред с постепенното увеличаване на доходите на хората се увеличават и разходите, като цяло приходите се стопяват.



Баланс на доходите и разходите на глава от населението за периода 2004-2010 година (по данни на НСИ)

Фиг. 1.

Световната икономическа криза и стагнация също оказва влияние върху електропотреблението. Намалява дялът на индустрията като потребител на електроенергия, в полза на бита [8]

Както се вижда ролята и тежестта на битовите потребители в нарастването на енергопотреблението е все по-голяма и по-значима. Един от начините това да се компенсира е икономията. Създаване на нови електроуреди изискващи по-малка консумация на електро енергия, намаляване на топлинните загуби при сградите чрез по-добра топлоизолация.

### 4. Енергийни потребности на битовите стопанства

Всяко битово стопанство, независимо дали е къща, апартамент или кооперация има нужда от енергия за следните нужди.

- **Отопление:** Най-много енергия в бита е нужна за отопление, особено през зимния сезон.

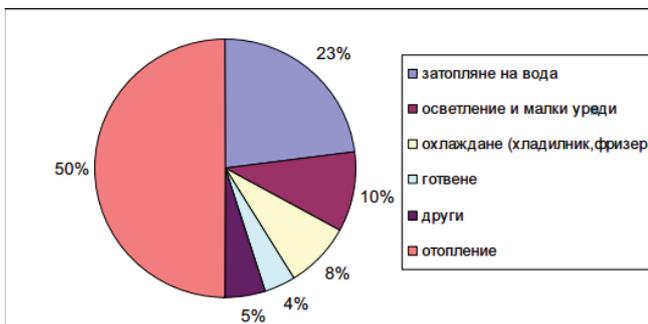
-**Вентилация и охлаждане:** Една от тенденциите за разрешаване на енергийния проблем е по-добрата изолация на жилищните сгради. При една стандартна неизолирана сграда охлаждането и проветряването става по естествен начин. При новите строителства или при затворени помещения, без възможност за естествена циркулация на въздуха се налага да се предвиждат и технически средства за вентилация. Много често при сгради с добра топло изолация отоплението и охлаждането става чрез вентилацията.

-**Топла вода:** Не малка част от енергията се оползотворява за загряване на вода. Тя е не по-малко нужна от отоплението. Дори понякога разходите за отопление да се намалят, нуждата от топла вода не отпада.

-**Осветление:** Осветлението е също важно условие за нормалното съществуване на едно битово стопанство. При него разхода на енергия е по-малък. Въвеждат се нови правила за осветителните тела в целия. Европейски съюз. Лампите с нажижаема спирала отпадат от употреба и се заменят от нови осветители с висока енергийна ефективност.

-**Електричество:** Към тази група спадат различните битови електроуреди което се захранват непосредствено с електрическа енергия.

Според европейският проект ACHIEVE разпределението като дялове на различните енергийни пера като част от общата консумирана енергия на едно домакинство е следното. **Фиг.2.**



**Фиг. 2.**

Според някои евронорми и строителни стандарти се въвежда понятието „Пасивната къща”[9]. Разходите на ел. енергия за поддържане на оптимална температура при нея не трябва да надхвърлят  $15 \text{ Kwh/m}^2$ , а общата енергия консумирана за отопление, топла вода и

електроуреди, не бива да надхвърля  $60 \text{ kWh/m}^2$  годишно.

## 5. Стратегии за икономия на енергия. Общи положения и стандартни решения.

Поради това че за отопление се отделя най-много енергия, от особено значение е избора на технология. Според данни на НСИ от преброяване проведено през 2011г. около 58% от населението у нас се отоплява през зимата с печки дърва и въглища, с електрически печки 26,2% , с централно парно 13,7%, посредством газ около 1,2 %. Въпреки че използването на въглища се оказва икономически най-икономично, употребата им допринася за замърсяването на околната среда.

Подобряването на качеството на самото строителство не решава обаче докрай проблема. Колкото по-добра е изолацията на едно жилище, толкова и цената му нараства. След определен момент прекалено рязко. На лице е и друга възможност за решаване на проблема. Електрическата енергия, която се използва за отопление и охлаждане на помещенията, за загряване на топла вода може да се замени освен с въглища и с алтернативни възобновяеми източници на енергия. Една от новите ВЕИ технологии и една от най-перспективните е технологията за добив на енергия от слънцето. През лятото слънцето е безспорно най-добрия източник на топлина. Заменяйки алтернативата, например загряване на топла вода с електрически ток, съществено намалява и разходите ни за енергия. Слънчевите технологии понастоящем намират все по-голямо приложение в бита. Те са особено подходящи при използване за автономни цели – жилища, къщи, дори хотелски комплекси.

Едно примерно решение за редовите къщи в умерения климат е например за отопление на въздуха да не се надвишават  $15 \text{ kW/m}^2$  годишно, а за електроуреди, топла вода и всичко друго да не се надвишават  $60 \text{ kW/m}^2$  годишно Като отправна точка за умерен климат, се използва град Цюрих. Решението се основава на запазване на енергията минимизиране топлинните загуби на сградата[10], като използваните енергоносители са стандартни – конвенционални.

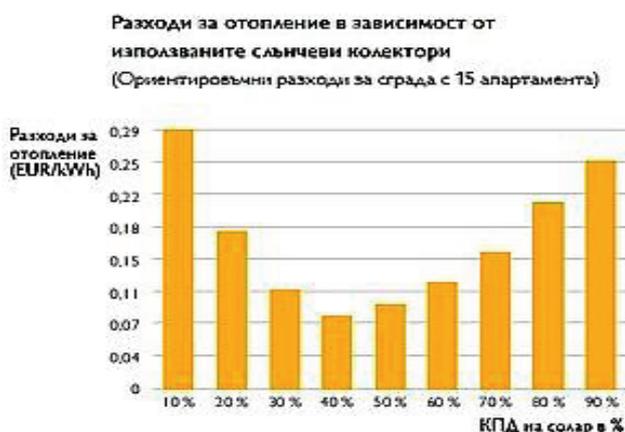
При използване на слънчева енергия за целите на отоплението и затоплянето на водата може да се предприеме друга стратегия  $20 \text{ kW/m}^2$  за отопление и  $60 \text{ kW/m}^2$  за другите нужди.

Използването на комбинация между строителни стандарти за намаляване на

топлинните загуби и използването на слънчева система може да намали цената на строителството. Въпросът опира до правилен баланс, до колко повишението на ефективността на слънчевата инсталация води до поскъпване. Добър икономически ефект е възможен само при правилно оразмеряване.

Икономическата ефективност на слънчевите колектори за битова топла вода, за затопляне водата на басейн или подпомагане на отоплението не може да се направи като се сравняват директно разходите за изкопаеми горива с амортизационните разходи за инвестицията в слънчеви колектори, а само с определяне ефикасността на системата през цялата година. Ето защо при определяне ефективността на слънчевите колектори трябва да се вземат предвид всички фактори, климатичните условия в България и да се спазва следното:

Системата за битова гореща вода трябва да бъде съобразена с реалното целогодишно потребление на домакинството. Между 40% и 70% от използваната през годината за битови нужди топла вода да се загрява от слънчевите колектори.



Фиг. 3.

Слънчевите колектори са подходящи също за подпомагане на отоплението. За една добре изолирана еднофамилна къща е необходима обикновено между 16м<sup>2</sup> и 20м<sup>2</sup> колекторна площ.

За предотвратяване на излишно преоразмеряване на инсталацията, трябва да се спазват насоките и нормите за оразмеряване.

Наистина всяка инсталация трябва да осигурява някакви резерви, тоест да произвежда излишна топлина в определени периоди. По принцип обаче в нашият климатичен пояс е икономически ефективно до 70% от топлата вода да се загрява от слънчевите колектори.

Графиката на Фиг.3. онагледява икономически ефективно оразмеряване на многофамилно жилище при използване на слънчевата енергия от 40% нагоре.[11]

Налице е и друга особеност, получената от слънцето енергия в % през лятото е по-голяма от потребността и повечето енергия от слънцето не може да се използва. [11]. През зимата и през нощта пък е точно обратното.

Само чрез определени мерки и стратегия тази енергия може да бъде оползотворена или съхранена. Така например през лятото с излишната енергия може да се подгръва водата на плувен басейн. Използването на термомпа допринася допълнително за подгръването на басейна

Комбинацията "термомпа - подово отопление"[12], също води до добър икономически ефект:

Най-популярните термомпени агрегати са тези, при които за топлоносител/студоносител се използва вода. С монтирането на такава помпа може да се постигне икономия на енергия до 70%. Най-добри резултати се постигат, когато тя се комбинира с подово отопление. Обикновено термомпата достига подгръване на водата максимум 45 градуса, което е и максимална температура, с която трябва да работи едно добре проектирано подово отопление.

Независимо с какъв тип гориво се се отоплява битовото стопанство, разходът на енергия с подово отопление е с около 10% по-нисък в сравнение с използване на радиатори или конвектори. Освен това комфортът е много по-голям спрямо обикновения радиатор. Затова най-добрият вариант за енергоефективност е използването на термомпа и подово отопление. Тази инсталация може да се използва и за охлаждане. Идеята на климатизацията е, че ако навън е 32 градуса, в помещението, което се климатизира, температурата трябва да е с 4-5 градуса по-ниска, а не както ние сме свикнали с над 10 градуса разлика. С подовото охлаждане се постига здравословния комфорт с температура 4-6 градуса по-ниска спрямо външната температура.

Друг пример за сполучливо техническо решение с добър икономически ефект е използването на слънчеви колектори, работещи през студения сезон за захранване също на водно подово отопление[12], [13], [14]. За него се изискват ниски температури (30-45 градуса), напълно по възможностите на слънчевите колектори, работещи през студения сезон;

Дори със слънчев колектор от най-прост тип може да се създаде отоплителна инсталация през зимата. С по-добри колектори може да се постигне КПД по-високо от 40%. Максимумът е 80%. За пример при фотоволтаичните панели е 20%.

## 6. Заключение

Наред с подобряването на строителните стандарти с цел икономия на енергия е налице и процес на търсене на нови неконвенционални източници на енергия. Новите технологии са все още много скъпи, поради което се подкрепят от Европейския съюз и членовете му със съответните законодателства. За да има ефект от слънчевата технология трябва да се вземат предвид нейните слабости при циклите ден нощ, лято зима. Трябва да се има и в предвид че преоразмеряването, използването на по-високо ефективни системи е свързано с редица технически трудности, оскъпяване и по-бърза амортизация. Например слънчевите фотоволтаични панели от концентраторен тип.. Трябва да се има в предвид че тази технология е ефективна за локална употреба, например от битови жилища, малки хотели.

Освен сложните и скъпи методи са налице и някои по-прости, евтини решения. Например когато използваме фотоволтаичен панел (PV) трябва да знаем че идеалните условия за него са да не е загрят и слънцето да свети много ярко. Ако комбинираме фотоволтаичен и соларен панел в един корпус (PV/T). Освен че ще охлаждаме фотоволтаика или ще предотвратим рязкото намаление на неговия коефициент на полезно действие при прегряване ще се възползваме и от събраната от охлаждащи флуид топлина. Тя може да се използва за затопляне на вода през лятото. На един квадратен метър при средногодишна радиация на слънцето  $1000 \text{ Wp/m}^2$  получаваме около 100 W електрическа мощност и около 500W топлинна.

Чрез комбинирана система (PV/T) и термопомпа можем да направим напълно затворена система. Термопомпата ще подпомага отоплението през зимата, а излишната топлина от соларния елемент ще се подгръва сондажа на термопомпата, което ще повиши нейната ефективност през зимата. Земята ще бъде естествен сезонен топлинен акумулатор. Самия фотоволтаичен панел може да захранва самата циркулираща помпа на охладителната система или термопомпата.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Директива 2001/77/ЕС на ЕП и Съвета от (27.09.2001)
2. Depledge, J. Tracing the Origins of the Kyoto Protocol: An Article-by-Article Textual History. Prepared under contract to UNFCCC Technical paper, (August 1999/August 2000)
3. Енергийна стратегия на Република България до 2020г.
4. Стратегия за интелигентен, устойчив и приобщаващ растеж Брюксел, (3.3.2010). COM(2010) 2020 окончателен
5. Закон за възобновяемите и алтернативните енергийни източници и биогоривата (обн.,ДВ,бр.49 от 19 юни 2007).
6. European PV Solar Energy Conference, Hamburg, (14.9.2015)
7. Euroobserver'ER, PV Energy barometer, (1.4.2014).
8. Невена Бянова, (2014). Потреблението на електроенергия в България и икономическата криза, *ISSN 1314 -5703*. Национален Статистически Институт . New knowledge journal of science.
9. Achieve Projekt, (2014). Ръководство за енергийни одитори на домаинства. <http://www.achieve-project.eu>
10. Edited by S. Robert Hastings and Maria Wall,(2007). Sustainable Solar Housing, (*Vol 1*)BBS. Copyright © Solar Heating & Cooling Implementing Agreement on behalf of the International Energy
11. Фирма Bramac, (2015).Икономично оразмеряване на соларни инсталации за покриви <http://www.bramac.bg/produkti/solaren-pokriv/ikonomichno-orazmerjavane.html>
12. Кръстю Кръстев, (юни 2009), С комбинацията "термопомпа - подово отопление" се постига максимум енергия. *Брой 6*. Property- „Рувекс” АД. [http://propertyindex.bg/hotmarkets/2009/06/05/730611\\_krustju\\_krustev\\_s\\_kombinacijata\\_termopompa\\_-\\_podovo.html](http://propertyindex.bg/hotmarkets/2009/06/05/730611_krustju_krustev_s_kombinacijata_termopompa_-_podovo.html)
13. Green Tach BG, (2.2.2010). Геосоларна Система <http://gre-Encyclopedia of Alternative Energy entech-bg.net>
14. Encyclopedia of Alternative Energy, (10.6.2014). [http://www.daviddarling.info/encyclopedia/S/AE\\_solar\\_collector.html](http://www.daviddarling.info/encyclopedia/S/AE_solar_collector.html)

## Контакти

E-mail: nick123@abv.bg



## SHANNON ENTROPY AND URBAN SKYLINES

SEDA H. BOSTANCI

**Abstract:** *Urban skylines are the aesthetic qualities of cities having communication and information potentials. Aesthetic codes of urban skylines can be stated as visual information elements. Shannon entropy, which forms the basis for communication technologies, and the information theory are used for visual impact evaluation regarding urban skylines.*

*Historical skylines that form cities' basic characteristics are threatened by tall buildings in big metropolises and in cities with population growth. Urban design guides and controls are created with reasons such as protecting historical urban skylines and forming aesthetic values in new settlements. The basic issues in urban design guides include the design and aesthetic qualities of urban skylines and the public spaces. In the process of creating the design guides of urban skylines, quantitative and computer-aided design models like GIS are used. The use of quantitative methods in the analysis of urban design brings various advantages, and entropy is one of these methods. Here, entropy is used referring to its definition in information theory. This study discusses the role of entropy approach with its general characteristics in the evaluation of aesthetic dimensions of urban skylines. Research is based on the Shannon entropy, deals with the relationship between communication technologies and urban design theoretically.*

**Key words:** Shannon entropy, urban skyline, aesthetic measure, information theory, GIS for skyline analyses.

### 1. Introduction

In the last four decades, it has been observed that the objective methods used for studies related to the design and aesthetics has an increasing importance because they are able to present more precise and innovative approach in the evaluation of qualities based on interpretation. “The application of new technologies, particularly computers, offers the promise of broader and more complete understanding of the urban entity in all its structural and systematic level” [1]. Analytic measurements [2], visibility analyses [3], spatial modeling [4], computer models based on cellular automata [5], entropy analyses for visual diversity [6] are some of the examples of these quantitative and computer models, and they are recent fields for urban design.

The relation between aesthetic measure and information theory has roots from studies of Birkhoff [7], Bense [8] and Moles [9]. “From Birkhoff's aesthetic measure, Moles and Bense developed the information aesthetics theory, based on information theory. The concepts of order and

complexity were formalized from the notion of information provided by Shannon's work” [10]. Starting from analytical studies for facades [11, 12], entropy became a useful method for evaluating the diversity of facades and skyline and also become a function of diversity for finding the solutions that can be generated within a design space [13, 6, 14, 15]. In order to find the relations among different urban skylines in urban design approaches, there is an executed area sampling which has the entropy results for aesthetic dimensions, such as diversity and clarity. Design data, which are obtained from the schematic representations of processed photographs of the urban skylines, are measured with entropy approach in accordance with design criteria depending on the coding technique [16, 17]. Entropy is used for space distribution in planning area [18] and measurement of urban expansion in urban planning [19, 20].

Shannon's [21] entropy concept related to information theory is adapted to urban design study to measure the aesthetic value of the urban skylines. Here, measuring entropy is related to the

distribution of positional figures of a message or information in terms of probabilities. Design criteria are evaluated as the visual codes of the urban skylines. Therefore entropy becomes a kind of approach which can be used for analyzing the formal aesthetic quality of the urban skylines. In addition, with this method, a classification and comparison of the urban skylines can be made with entropy values and their mathematical interpretations.

Here, entropy concept is used for analyzing the aesthetic quality of the urban skylines depending on the design criteria which can be coded with numerical values. Hence, the output of this study helps to formulate the design criteria based on the entropy model for estimating the total impact of formal aesthetic value. In this manner, the methodology used in the research can be interpreted as a holistic approach. This entropy approach based on the statistical interpretations can be defined as a useful quantitative method for urban planning and urban design. Entropy is an innovative measurement to find the formal aesthetic values of the urban skylines. The aesthetic dimensions measured with entropy helps the classification of the urban skylines.

## **2. Entropy Concept Related to Information Theory and Shannon Entropy**

Entropy concept, which has been used as a part of thermodynamics and redefined by the information theory, is an approach about the quantitative measure of the degree of disorder in a system. This approach has been considered in various multidisciplinary fields for different purposes. According to Cover and Thomas [22], information theory today represents the extreme points of the set of all possible communication schemes. In general, the entropy is not only the second law of thermodynamics, but also a basic quantity that led to various interpretations such as Shannon's communication theory related to information theory.

A statistical concept of entropy was introduced by Shannon in the theory of communication and transmission of information [21]. It is formally similar to Boltzmann entropy associated with the statistical description of the microscopic configurations of many-body systems and how it accounts for their macroscopic behaviour [23].

Shannon has developed the mathematical structure of information theory. For design measurements, Shannon's entropy formula is used. Alongside the measurements in the information theory on aesthetic value of urban patterns has found. The equation is shown below;

$$H_s = -\sum p_i \log_2 p_i \quad (1)$$

Shannon proposes a general communication system diagram. He has detailed his equation and introduced numerous situations.  $H_s$  represents entropy where probability of the situations has been ( $p_i$ ) in the equation.

Here, entropy is used for urban design studies. In this manner, there are so many interpretations of the entropy concept. Krampen [11] states that by applying Shannon's formula, Bortz calculated amounts of information for facades on the basis of relative and conditional probabilities of occurrence. "The concept of aesthetic information measurement based on the combinational properties of elements in a given environmental universe is used. The idea here is to measure the amount of information relative to the probability distribution of element types which have appeared on a given universe, such as the elevation of a building. This is done by measuring the amount of information conveyed in a façade scanning process and on the basis of transitional probability distribution" [24]. Entropy formula has a logarithmic structure. "Logarithmic measure is used in the information formula because the choice of a logarithmic base corresponds to the choice of a unit for measuring information. If the base two is used, the resulting units may be called binary digits, or more briefly bits" [21]. Entropy is a concept which can quantify the amount of information based on visual and aural codes. With the calculation of entropy for visual codes, aesthetic quality-enhancing relations among formal design criteria observed in the formation of urban skylines can be measured.

## **3. Formal Aesthetic Dimensions of the Urban Skylines**

The urban design process is a complex system because of the variety of effects and expectations of the inhabitants from urban areas. "Urban design can be defined as the multidisciplinary activity of shaping and managing urban environments. Combining technical, social and expressive concerns, urban designers use both visual and verbal means of communication and engage in all scales of the urban socio-spatial continuum. [25].

"Good cities tend to be a balance of a reasonably ordered and legible city form, and places of many and varied comings and goings, meetings and transactions. What might appear to some as disorder is very often simply the everyday rhythm of city life. In the absence of such activity, cities can lose their urbanity and eventually become

suburban in character [26]. “City form continually changes as a result of a multitude of actions, and it affects many ordinary people in their day-to-day activities. The city landscape may have value as a source of delight to people and a possible restoration from the stresses of everyday life. Toward this end, the shaping and reshaping of the city should be guided by a visual plan [27].

Aesthetic qualities of physical environment have some formal and symbolic values. The symbolic indicators to be used to define the city can be evaluated as parts of social studies depending on the opinion and expression of the inhabitants about the city structure. The approaches which are considered to find the characteristics connected with the general structures of the cities can be accepted as a kind of formal aesthetic studies.

“An urban skyline represents a memorable reference value of the city by reflecting its specific identity, general characteristics and aesthetic qualities” [28]. Urban skylines have some design codes, and these codes can be referred to as design criteria. This paper deals with formal aesthetic qualities of the urban skylines, and this is a kind of urban design study. “Urban design is the generally accepted name for the process of giving physical design direction to urban growth, conservation, and change. It is understood to include landscape as well as buildings, preservation and new construction, and rural areas as well as cities” [29]. “The analysis and evaluation of urban design are to a very large extent based on visual data” [30], and urban skylines are these kinds of visual data. To understand and analyze the effects of aesthetic choices in the city, there are some urban design dimensions and they can be grouped in some ways. The design value constitutes both the natural and planned forms of cities. From this point of view, Cullen [31] groups the townscape place dimensions as closure, fluctuation, undulation, recession, infinity, mystery, continuity, anticipation and punctuation. Lynch [32] gives five basic dimensions such as vitality, sense, fit, access and control. Lynch also gave some sources of city values, such as visual harmony, individual choice, diversity, memorability, orientation and clear image, strong sequential experience, contrast, complex coherence, human scale, a sense of natural site. Jacobs [33] describes the physical designable qualities as variety related to differences and similarities, topography related to scale, compactness related to density and intensity, transparency, complementarily and contrast. “Smith argues that our intuitive capacity for aesthetic appreciation has four distinct components that transcend time and culture, sense of rhyme and pattern, appreciation of rhythm, recognition of balance, sensitively to

harmonic relationships” [34]. Similarly, Nasar [27] classifies the likable features in the city by five kinds of environmental attributes; naturalness, upkeep/civilities, openness, historical significance and order. To sum up, “the environmental quality concerns of urban design are structure, legibility, form, comfort, accessibility, safety, historic conservation, vitality, diversity, likeness, openness, sociability, equity, maintenance, adaptability, meaning and control” [35].

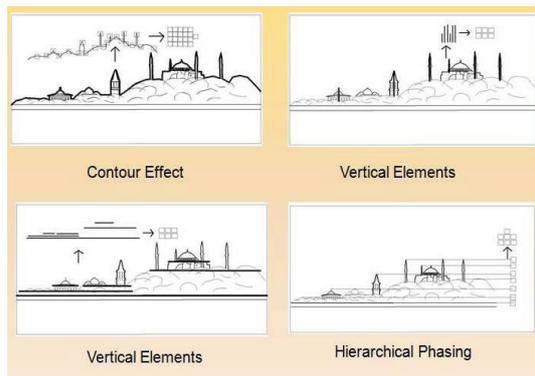
There are some special design criteria concerning the architectural form of the facades and the skylines. These are, proportion, height, hierarchy, dominance, contour, figure-ground, time as architectural styles of the facades, color, horizontal and vertical effect and density. These design criteria are some of the basic design principles of architecture and other kinds of art. Design criteria grouped in this part are about the formal qualities of the urban structure. For example, Zevi [36] groups the formalist design criteria as unity, symmetry, balance, dominance, contrast, ratio, dimension, character, function, experience and style. Arnheim [37] explains the dynamics of surrounding space as weight and height, buildings in context, obliqueness and depth, order and interaction of shapes, levels of complexity, balancing elements and the parts of the whole. Günay [38] classifies design criteria as order, space&mass, scale, proportion, enclosure, color, symmetry, balance. Furthermore, Hedman and Jaszewski [39] set the basics of urban design as context and contrast, sense of depth and solidity, rhythm, monumental effect of building forms, complexity and richness of detail, visibility and building height contours.

Formal aesthetic studies have the basics from Birkhoff's works. In 1928, “Birkhoff formalized the notion of beauty with the introduction of the aesthetic measure, defined as the ratio between order and complexity where the complexity is roughly the number of elements that the image consists of, and the order is a measure for the number of regularities found in the image” [10]. Formal aesthetic qualities are evaluated with the total impacts exercised by design criteria that are analyzable in a visual environment. The concepts such as diversity, clarity, harmony and meaning are called aesthetic qualities. From this literature, three basic formal aesthetic qualities have been found, which are diversity, clarity and harmony.

Urban skyline scale composes a visual frame that can be coded with entropy approach. In order to carry out measurements in this frame, skyline photos and schemas derived from the photographs are used.

In the measurements of the diversity and clarity matters in terms of their formal aesthetic evaluation criteria, the mass units of the skylines, contour effect that composes the skyline, vertical and horizontal elements and the visual properties of other elements are analyzed. By gathering the visual coding quantities from these analyses, an operation table is composed from these numbers. This is a kind of counting method.

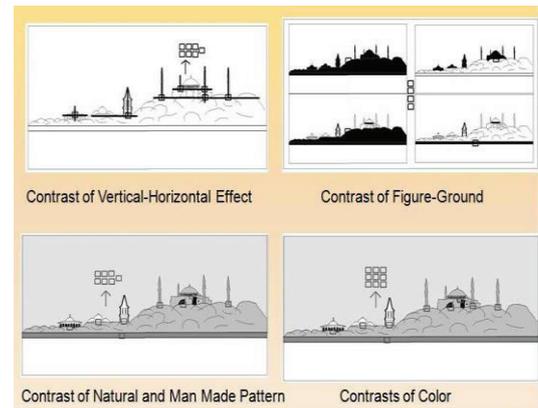
The visual codes of urban skylines are counted and grouped in urban skyline analyses. These aesthetic codes are counted and measured by Shannon entropy. In Figure 1 some examples of urban skyline analyses for entropy can be seen.



**Fig. 1.** Urban skyline analyses for diversity

“Urban diversity has been studied by demographers, sociologists, and planners” [40]. “The interaction between human societies and their environments can influence urban space in two different ways: on one hand, natural space has an impact on physical and social qualities of human space. On the other hand, human societies have affected nature by the development of urban space. The diversity of physical form and natural qualities have in return influenced the social qualities of urban space. In the historical process of creating cities, these conditions have often been employed, symbolically and practically, to institute difference and segregation” [38].

In entropy approach the formal features of diversity is analysed. Diversity gives a freedom of choice like randomness. Entropy is related to information, and randomness and these concepts are also related with diversity. The diversity of the city in a balanced randomness can provide the aesthetic quality of it. Based on the literature review, it can be stated that the formal aesthetic criteria chosen for defining the diversity of the urban skylines are contour effect, mass unit, vertical and horizontal elements, elements of form, elements of color, hierarchical phasing, elements of dominant effect, repetition elements, elements of continuity and time layers.



**Fig. 2.** Urban skyline analyses for clarity

Clarity comprises concepts of legibility, spaciousness, openness and contrast. In entropy approach for clarity, contour effect, mass unit, hierarchical phasing, elements of dominant effect, repetition elements, elements of form, the contrast of vertical-horizontal effects, the contrast of figure-ground, the contrast of old-new structures, the contrast of natural and manmade patterns, and the contrasts of color are specified as measurable design criteria as seen in Figure 2.

Harmony is a basic aesthetic quality which has formal and symbolic properties. The relation between diversity and clarity can give the formal meaning of harmony. Therefore, with the entropy analysis for diversity and clarity, some evaluations can be made for the formal meaning of harmony.

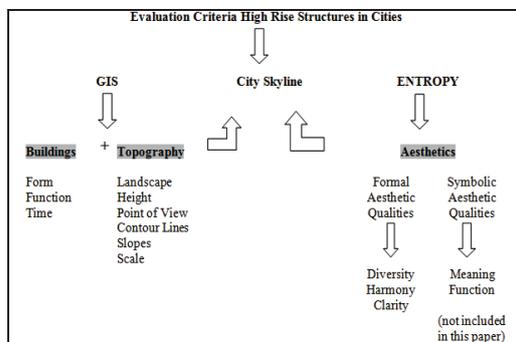
These kinds of aesthetic relations in urban patterns can be observed with the help of image-based research and photographic data. There are different research methods for analyzing visual variables, the photographic data, graphics and schematic representations developed in these studies.

#### 4. GIS Application for Entropy Analyses of Urban Skyline

Geographic Information Systems (GIS) used as computer-aided design model and can be a tool for urban skyline entropy analyses. “Designers use several mapping techniques to understand and represent the relations between city levels. Visualizing and querying information in relation with space reveals invisible interrelations within the built environment. Geographic Information Systems (GIS) mainly used by geographers, own a similar rationale of mapping. GIS softwares enable; view spatial data, create layered maps, perform basic spatial analysis, manipulate shape-files and geodatabases, edit and analyze 2D and 3D data, share spatial information” [28]. “Although urban planning has used computer models and information systems since the 1950s and architectural practice has recently restructured to the use of computer-

aided-design (CAD) and computer drafting software, urban design has hardly been touched by the digital world” [41]. “GIS can operationalize recommendations subscribed by the Urban Design Guidelines. The 3D GIS visualization affords viewing perspectives from almost every direction to determine the extent to which a built structure has infringed upon the restricted zones or the combined impact a collection of structures has on the surrounding townscape” [42].

“Skylines embody all the formal and symbolic codes of the cities which are integral to their aesthetic evaluation. In a city skyline formal and symbolic codes are concealed in building layers and topography. From the definitions and relations between city skylines and aesthetics Table 1 can be formed as below” [28].



**Table 1.** The relations between GIS and entropy for city skylines aesthetic evaluation, [28].

“Layers comprising the formal characteristics of skyline, which are building and topography, are modelled mathematically via GIS” [28]. Skylines are visualized by GIS analysis. Then by the entropy formula aesthetic value of the skylines have been found

“GIS is an enabling technology and a support tool for better decisions and more comprehensive planning” [42].

### 5. Conclusion

This article discussed the classification studies on the aesthetic dimensions of urban skylines. Theoretical aspects of entropy approach as one of the means of evaluating the aesthetic dimensions of urban skylines were presented with its outlines as a result of literature review.

Analytical studies in this field show that stylistic and aesthetic qualities are measurable with Shannon entropy depending on the notions of diversity and clarity. Especially in developing metropolises and urban regeneration processes, the quantitative evaluation of visual and aesthetic qualities of urban skylines is critical. In order to

protect the characteristic urban patterns, which reflect the identity of cities, Shannon entropy model for skylines will create an innovative control mechanism. GIS is an effective functional software application for skyline aesthetic entropy analyses.

### REFERENCES

1. Decker, J. (1992). Computers as tools for analysis of urban spaces: Technological support for comprehensive urban design theories. *Cities*, 9(3), 170-176.
2. Sang, N., Ode A. and Miller, D. (2008). Landscape metrics and visual topology in the analysis of landscape preference. *Environment and Planning B: Planning and Design*, 35(3), 504-520.
3. Turner, A. (2003). Analyzing the visual dynamics of spatial morphology. *Environment and Planning B: Planning and Design*, 30(5), 657 – 676.
4. Erickson, B. and Lloyd-Jones, T. (1997). Experiments with settlement aggregation models. *Environment and Planning B: Planning and Design*, 24(6), 903-928.
5. Batty, M. and Xie, Y. (1994). From cells to cities. *Environment and Planning B: Planning and Design*, 21, 31-48,
6. Stamps, A.E. (2003). Advances in visual diversity and entropy. *Environment and Planning B: Planning and Design*, 30, 449-463,
7. Birkhoff, G.D. (1933). *Aesthetic Measure*. Harvard University Press, Cambridge, MA, USA.
8. Bense, M. (1969). Breve estética abstracta, *Convivium*, 30, 85-102.
9. Moles, A. (1968). *Information Theory and Aesthetic Perception*, University of Illinois Press, Urbana IL, USA.
10. Rigau, J., Feixas, M. and Sbert, M. (2007). Conceptualizing Birkhoff’s Aesthetic Measure Using Shannon Entropy and Kolmogorov Complexity, ed: Cunningham DW, Meyer G, Neumann, *Computational Aesthetics in Graphics, Visualization and Imaging*, The Eurographics Association.
11. Krampen, M. (1979). *Meaning in the Urban Environment*. London, Pion Limited.
12. Ozturk, K. (1978). *Mimarlıkta Tasarım Sürecinde – Cephelerin Estetik Ağırlıklı Sayısal/Nesnel Değerlendirmesi İçin Bir Yöntem Araştırması*. PhD Thesis, Trabzon: Department of Architecture Karadeniz Technical University.

13. Stamps, A.E. (2002). Fractals, skylines, nature and beauty. *Landscape and Urban Planning*, 60, 163-184.
14. Stamps, A.E., Nasar, J.L. and Hanyu, K. (2005). Using pre-construction validation to regulate urban skylines. *Journal of American Planning Association*, 71(1), 73-91.
15. Gero, J.S. and Sosa, R. (2008). Complexity measures as a basis for mass customization of novel designs. *Environment and Planning B: Planning and Design*, 35(1), 3-15.
16. Bostancı, S.H. (2008). *Evaluation of the urban skylines by the entropy approach* (Kent silüetlerinin entropi yaklaşımı ile değerlendirmesi-in Turkish) PhD Thesis, Istanbul: Department of Urban and Regional Planning, Istanbul Technical University.
17. Bostancı, S.H. and Ocakçı, M. (2011). Innovative approach to aesthetic evaluation based on entropy. *European Planning Studies*, 19(4), 705-723.
18. Walsh, J.A. and Webber, M.J. (1977). Information theory: some concepts and measures. *Environment and Planning A*, 9, 395-417.
19. Meier, R.L. (1962). *A Communications Theory of Urban Growth*. Cambridge: MIT Press.
20. Gökhan K. (1999). *Kent Alanları Organizasyon Modelleri*. Istanbul, Istanbul Kultur University Press.
21. Shannon, C.E. (1948). A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, 27, 379-423.
22. Cover, T.M. and Thomas, J.A. (1991). *The Elements of Information Theory*. A Wiley-Interscience Publications.
23. Lesne, A. Shannon Entropy: A Rigorous Mathematical Notion At The Crossroads Between Probability, Information Theory, Dynamical Systems And Statistical Physics, <http://www.lptmc.jussieu.fr/user/lesne/MSCS-entropy.pdf>, Retrieved in 7.2.2015.
24. Minai, A.T. (1989). *Design as Aesthetic Communication*, New York, Peter Lang.
25. Madanipour, A. (1996). *Design of Urban Space: An Inquiry into a Socio-Spatial Process*, John Wiley & Sons.
26. Montgomery, J. (1998). Making a city: Urbanity, vitality and urban design. *Journal of Urban Design*, 3(1), 93-116.
27. Nasar, J.L. (1998). *The Evaluative Image of the City*. USA, Sage Publications.
28. Akdağ, S.G. and Bostancı, S.H. (2013). The impacts of prestige projects on the skyline of Istanbul, *International Journal of Architectural Research*, 7(2), 169-281.
29. Barnett, J. (1982). *An Introduction to Urban Design*. New York, Harper Row Publishers.
30. Skauge, J. (1995). Urban design analysis by computer. *Cities*, 12(6), 425-430.
31. Cullen, G. (1961). *The Concise Townscape* UK, The Architectural Press.
32. Lynch, K. (1981). *Good City Form*, Cambridge, The MIT Press.
33. Jacobs, A.B. (1993). *Great Streets*, Cambridge, MIT Press.
34. Carmona, M., Heath, T., Oc, T. and Tiesdell, S. (2003). *Public Spaces Urban Places: The Dimensions of Urban Design*. Architectural Press.
35. Ocakçı, M. (2002). *Urban Pattern*. unpublished Lecture Notes, Istanbul, Department of Urban and Regional Planning, Istanbul Technical University.
36. Zevi, B. (1957). *Architecture as Space: How to Look at Architecture*. New York, Horizon Press.
37. Arnheim, R. (1977). *The Dynamics of Architectural Form*, California: University of California Press.
38. Günay, B. (1999). *Urban Design is a Public Policy*. Ankara, Middle East Technical University Press.
39. Hedman R. and Jazewski, A. (1984). *Fundamentals of Urban Design*, Washington DC, Planners Press.
40. Valverde, M. (2008). The ethic of diversity: Local law and the negotiation of urban norms. *Law & Social Inquiry*, 33(4), 895-923.
41. Batty, M., Dodge, M., Jiang, B. and Hudson-Smith, A. (1998). GIS and urban design. UCL Discovery, <http://eprints.ucl.ac.uk/224/>
42. Mak, A. S., Yip, E. K. and Lai, P. C. (2005). Developing a city skyline for Hong Kong using GIS and urban design guidelines. *URISA Journal*, 17(1), 33-42.

Seda H. BOSTANCI

Assist. Prof. at Okan University Vocational School, Provincial Governments Program

Address: Okan University Vocational School, Kadıköy Campus, Istanbul-Turkey  
E-mail: seda.bostanci@okan.edu.tr  
E-mail: sedab78@gmail.com



# ENCRYPTION TIME MEASUREMENT OF AES

YASIN AKMAN, TARIK YERLIKAYA

**Abstract:** *Advanced Encryption Standard (AES), which is approved and published by Federal Information Processing Standard (FIPS). The AES is a symmetric-key block cipher algorithm that can be used to protect electronic data. This paper presents encryption times comparison of the AES algorithm on two different computers. In the study, the AES with 128-bit input and key length 128-bit (AES-128) was coded in C programming language.*

**Key words:** *Advanced Encryption Standard (AES), Encryption Time, AES-128*

## 1. Introductions

In recent years, cryptographic development has been a high priority and challenging research area in field of engineering. One of the main subjects in cryptography is the symmetric key cryptography, where a shared key of a certain size will be used for the encryption and decryption processes[1].

The Advanced Encryption Standard (AES) based on Rijndael algorithm was selected as a data encryption standard by the National Institute of Standards and Technology of the United States's (NIST) in 1997 based on the primary criteria of security, performance, efficiency in software and hardware implementation, and flexibility[2]. The AES algorithm specification is documented in the NIST's FIPS-197 publication[3].

The AES encryption is an example of the symmetric key cryptography. AES is widely adopted for a variety of encryption needs, such as wireless networks and secure transactions via the Internet[2].

## 2. Advanced Encryption Standard (AES)

The AES algorithm is a symmetric block cipher that can process data blocks of 128 bits [3]. Each 128-bit data block (plaintext) can be represented as a two-dimensional  $4 \times 4$  array of bytes called the State as shown Fig.1. There are three kinds of choices for the cipher key of the AES: 128, 192 and 256-bits and consist of 10, 12 or 14 iteration rounds, called AES-128, AES-192, and AES-256, respectively[4]. In this work, we use the key version of length 128 bits (AES-128) with 10 rounds.

The number of rounds depends on the length of the key used for the encryption process. As shown in Fig. 2, uses AddRoundKey (Key addition) and each of the  $Nr-1$  rounds consists of 4 transformations: SubBytes (Byte Substitution), ShiftRows, MixColumns, AddRoundKey. Final round consists of only 3 transformations: SubBytes, ShiftRows, AddRoundKey.

$S_{0,0}$	$S_{0,1}$	$S_{0,2}$	$S_{0,3}$
$S_{1,0}$	$S_{1,1}$	$S_{1,2}$	$S_{1,3}$
$S_{2,0}$	$S_{2,1}$	$S_{2,2}$	$S_{2,3}$
$S_{3,0}$	$S_{3,1}$	$S_{3,2}$	$S_{3,3}$

Fig. 1. AES State Array

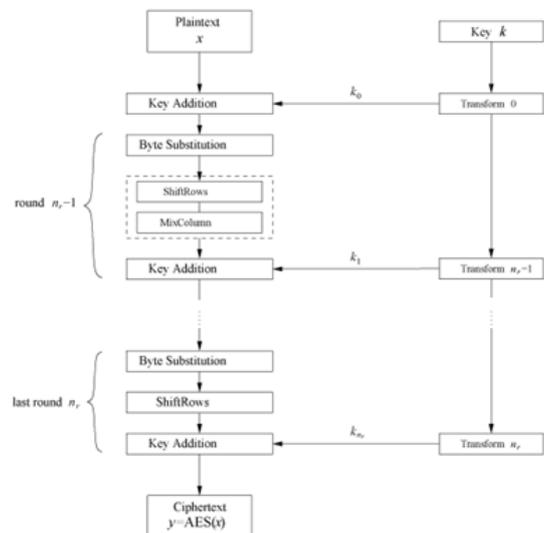


Fig. 2. AES Encryption Structure

Table 1. S-Box

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	63	7C	77	7B	F2	6B	6F	C5	30	01	67	2B	FE	D7	AB	76
1	CA	82	C9	7D	FA	59	47	F0	AD	D4	A2	AF	9C	A4	72	C0
2	B7	FD	93	26	36	3F	F7	CC	34	A5	E5	F1	71	D8	31	15
3	04	C7	23	C3	18	96	05	9A	07	12	80	E2	EB	27	B2	75
4	09	83	2C	1A	1B	6E	5A	A0	52	3B	D6	B3	29	E3	2F	84
5	53	D1	00	ED	20	FC	B1	5B	6A	CB	BE	39	4A	4C	58	CF
6	D0	EF	AA	FB	43	4D	33	85	45	F9	02	7F	50	3C	9F	A8
7	51	A3	40	8F	92	9D	38	F5	BC	B6	DA	21	10	FF	F3	D2
8	CD	0C	13	EC	5F	97	44	17	C4	A7	7E	3D	64	5D	19	73
9	60	81	4F	DC	22	2A	90	88	46	EE	B8	14	DE	5E	0B	DB
A	E0	32	3A	0A	49	06	24	5C	C2	D3	AC	62	91	95	E4	79
B	E7	C8	37	6D	8D	D5	4E	A9	6C	56	F4	EA	65	7A	AE	08
C	BA	78	25	2E	1C	A6	B4	C6	E8	DD	74	1F	4B	BD	8B	8A
D	70	3E	B5	66	48	03	F6	0E	61	35	57	B9	86	C1	1D	9E
E	E1	F8	98	11	69	D9	8E	94	9B	1E	87	E9	CE	55	28	DF
F	8C	A1	89	0D	BF	E6	42	68	41	99	2D	0F	B0	54	BB	16

### 2.1. SubBytes Transformation

Subbytes transformation uses 16 identical 256-byte substitution table called S-box (non-linear table) as shown in Table 1. This step is to provide adequate resistance against differential and linear cryptanalysis attacks[5]. The transformation operates on each byte of the State using a substitution table (S-box) as shown in Fig. 3.

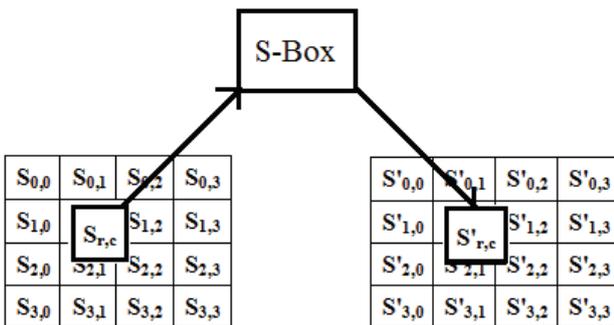


Fig. 3. SubBytes Transformation

### 2.2. ShiftRows Transformation

The ShiftRows transformation is a cyclic shift of each row by different byte offsets. First row (r = 0), is not changed. Then row 1 is left shifted by one time. Row 2 is left shifted twice, and row 3 three times. The transformation shown in Fig.4.

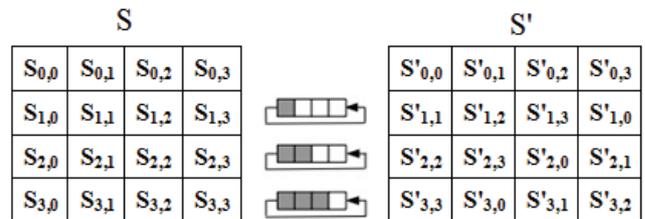


Fig. 4. ShiftRows Transformation

### 2.3. MixColumns Transformation

The MixColumns transformation which operates separately on every columns of the State using a linear transformation. It is shown in Fig.5.

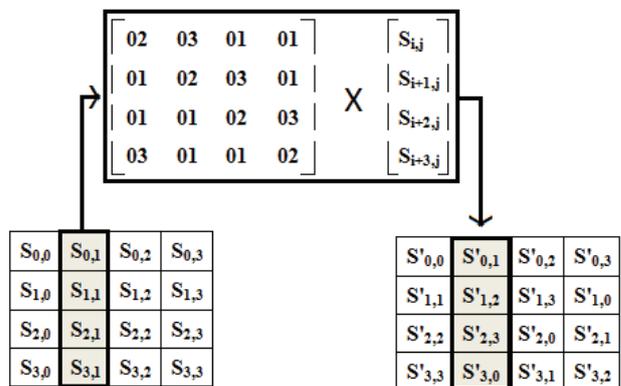


Fig. 5. MixColumns Transformation

### 2.4. AddRoundKey Transformation

Firstly, a Round Key is added to the State by a simple bitwise exclusive-OR (XOR) operation. Each round key consists of Nb words from the key expansion. Those Nb words are each added into the columns of the State. AddRoundKey transformation illustrates in Fig.6.

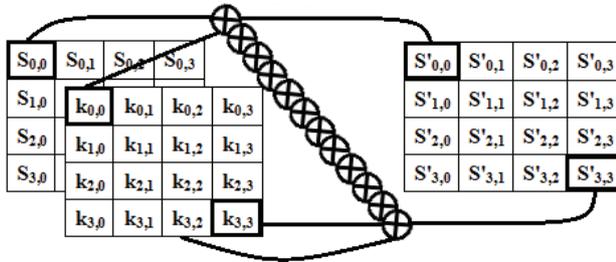


Fig. 6. AddRoundKey Transformation

### 3. Encryption Time Measurement Of AES

Firstly, we coded the AES encryption algorithm by Eclipse Europa using C language and GCC is used as the compiler. Then we aimed to measure the encryption times of AES encryption algorithm on two different computers.

The qualifications of the operating Computer-1 on which the time is measured are shown in Table 2.

Table 2. Qualifications of Computer-1

Computer-1	Qualifications
Processor	Intel Core i5-2400 CPU - 3.10Ghz
Operating System	Ubuntu 12.04 LTS
Memory	4Gb DDR3 - 667Mhz

The other computer qualifications are illustrates in Table 3.

Table 3. Qualifications of Computer-2

Computer-2	Qualifications
Processor	Intel Core i7-2670 (2.2Ghz up to 3.1 GHz)
Operating System	Ubuntu 12.04 LTS
Memory	6GB DDR3 - 1333Mhz

Input (text\_in) and cipher key (key) values are extracted from FIPS-197 ([3]). The same output (text\_out) values are obtained, as shown in Table 4.

Table 4. input, cipher key, output values

	Values
Input	3243f6a8885a308d313198a2e0370734
Cipher Key	2b7e151628aed2a6abf7158809cf4f3c
Output	3925841d02dc09fbdc118597196a0b32

We measured same encryption time on two computers. The time measurement results are elucidates in Fig. 7.

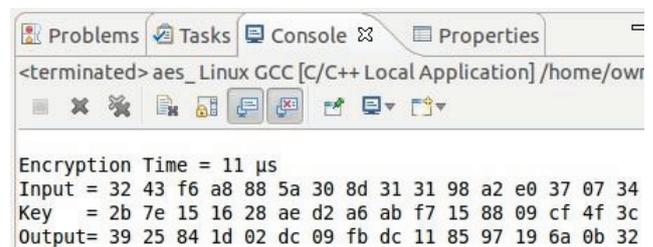


Fig. 7. Encryption time of AES on two computers

### 4. Conclusion

In this work, we have presented encryption times of two different computers of the AES encryption algorithm. We aimed to measure the encryption times of the AES.

Initially, we measured the time of encryption on computer-1 of which the qualifications are given in Table 2. Then we measured the encryption time on computer-2 of which the qualifications are given in Table 3.

Consequently, we reached the conclusion that two computers encryption time are 11 µs. The computers encrypted same input with same key and same output values are obtained in 11 µs.

### REFERENCES

1. Farashahia R.R., Rashidib B., Rashidib S.M.: "FPGA based fast and high-throughput 2-slow retiming 128-bit AES encryption algorithm"
2. Nabihah A., Rezaul H. : "Low-power compact composite field AES S-Box/Inv S-Box design in 65 nm CMOS using Novel XOR Gate"
3. FIPS-197: Advanced Encryption Standard. National Institute of Standards and Technology

2001, Available: <http://csrc.nist.gov/publications/fips/fips197/fips-197.pdf>

4. Jina M.H., Chena Z.H., Chena J.H., Y.H. Chen: "Reconfigurable system for high-speed and diversified AES using FPGA"
5. Jamil T. "The Rijndael algorithm" IEEE Potentials,
6. Stallings W. : "Cryptography and Network Security: Principles and Practices. "4 th ed., Pearson Education, Inc. pp. 63-173, 2006

Yasin AKMAN  
Computer Programming Department /  
Selcuk University / TURKEY  
E-mail: [yasinakman@selcuk.edu.tr](mailto:yasinakman@selcuk.edu.tr)

Tarık YERLİKAYA  
Computer Engineering Department /  
Trakya University / TURKEY  
E-mail: [tarikyer@trakya.edu.tr](mailto:tarikyer@trakya.edu.tr)



## ISO 22400 KEY PERFORMANCE INDICATORS FOR SOFTWARE INDUSTRY

PLAMEN VASILEV

**Abstract:** *The importance of Metric-driven approach of Management in Software Industry can be explained by finding the necessary indicators showing the execution of set goals and allocation of opportunities for improvement. These indicators can be introduced following industrial standards ANSI/ISA 95, ISO 22400, and the application of Manufacturing Operations Management (MES/MOM) system for the purposes of Software Industry. The Key Performance Indicators described in the standard have to be transformed in order to be meaningful to the needs of Software Industry processes.*

**Key words:** *ISA-95, ISO 22400, MES/MOM, MOM4, KPI, Software Industry*

### 1. Introduction

The software industry is one of the fastest growing industries worldwide. Characteristic of the software industry is that it goes through the stages of development through which passed the traditional manufacturing industry, but within a few decades, the emergence of software companies from only a few people to large international companies with multiple centers around the world and hundreds of thousands of employees and customers. Each company aims to compete with global companies to ensure same or rapidly increasing quality at lower prices (Outsourcing), with an increasing level of standard of living. [1,2]

This requires the introduction of new methods of management of the software industry, ensuring the achievement of high efficiency and reducing losses as their main source of raising the price of the final product. [7]

Since the software development has become a fast-developing industry in which every company has its own Business Process Model, a conclusion can be made that for the modeling of the software development process an industrial standard such as ANSI/ISA-95 can be used.

ISA-95 is the international standard for integration of enterprise and control systems. ISA-95 consists of models and terminology for covering all the activities of for production, maintenance, inventory and quality. These can be used to determine which information has to be exchanged between systems for sales, finance, and logistics and systems for

production, maintenance, and quality. This information is structured in UML models that cover all objects in the industry such as Personnel, Equipment, Material and Process Segment used for scheduling, execution and analysis tasks.[3]

Key Performance Indicators may also be considered as economic indicators used to assess the progress or degree of compliance with regard to important objectives or critical success factors within an organization. An economic indicator serves as a basis for decisions (problem identification, presentation, information extraction), for control (target / actual comparison), for documentation and/or for coordination (behavior management) of important facts and relationships within the company.

KPIs alone are not sufficient factors to perform the necessary management and execution operations for an enterprise. For many of the indicators, the actual threshold may have to be defined as company-specific. If the value of the indicator exceeds or falls below the limit, actions are intended to be initiated to improve efficiency. It is necessary to define warning and action limits. Warning limits help to detect the trends in process and equipment changes before enterprise-defined thresholds are violated.[4]

### 2. ISO 22400

The standard ISO 22400 Automation systems and integration - Key performance indicators (KPIs) for manufacturing operations

management, comes as a natural extension of the standard ANSI/ISA-95 (IEC 62264) [5, 6]. Since the standard ANSI/ISA-95 can be applied for the purpose of the software industry [8], the information collected from an ANSI/ISA-95 based MES/MOM system should be analyzed and presented in a meaningful manner with the help of specific KPIs for the software industry.

To realize the intended benefits for the software industry, the information about the process, employees, used documentation and equipment, collected by the system must be efficiently used in order to improve productivity of the company's resources.

Following ANSI/ISA-95, Figure 1 illustrates the kinds of data that are presented in the Key Performance Indicators generated at Level 3.

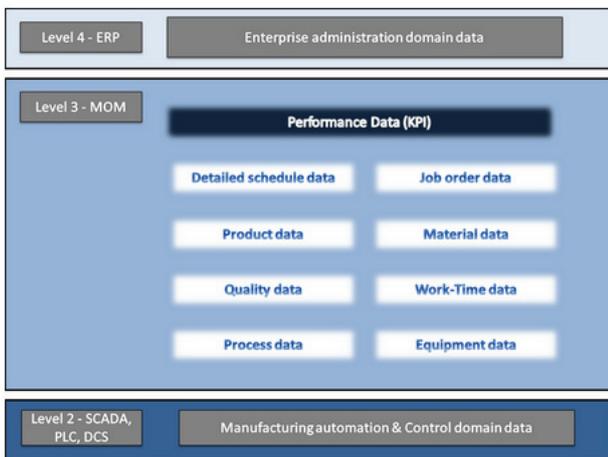


Fig. 1. KPIs in MES/MOM systems

The Key Performance Indicators can be grouped in the following categories:

- Temporal Key Performance Indicators
- Key Performance Indicators by Order
- Key Performance Indicators by Production Unit

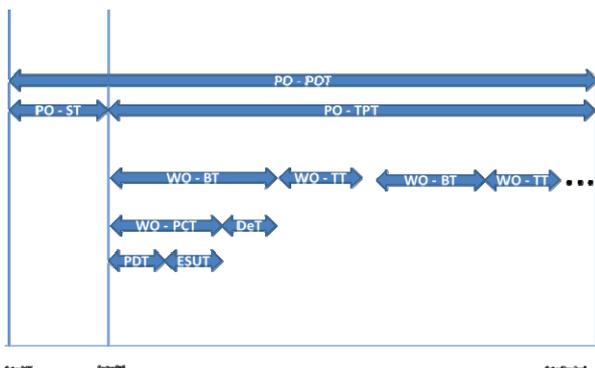


Fig.2. Time lines for order processing

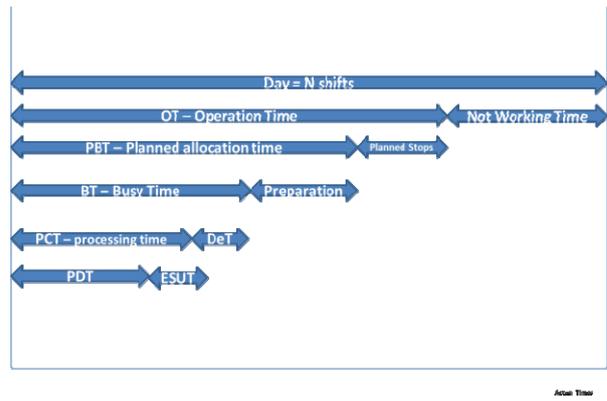


Fig. 3. Time lines for Production Unit

### 3. Key Performance Indicators For Software Industry

The calculation of Key Performance Indicators only makes sense if it is a part of an overall system which includes Resource Management, Planning and Scheduling, Execution and Calendar Management. In such system all the objects must have the needed properties and behavior which can be realized by the means of state transitions of these objects (i.e. Production Order, Work Order, etc.). The following examples of state transitions are taken from ANSI/ISA-95 based MES/MOM system MOM4 of the company NearSoft Europe GmbH.[9]

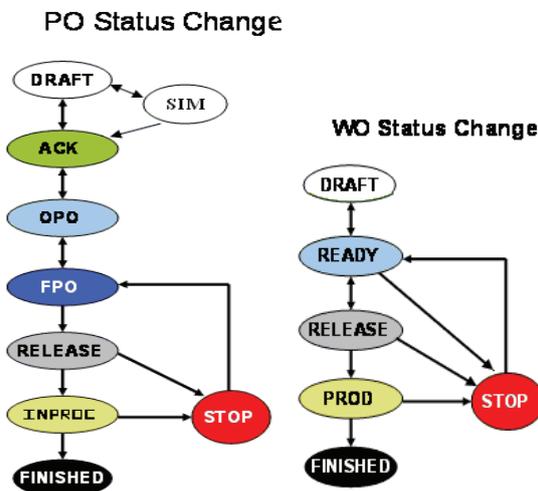


Fig. 4. State transitions of Production Order and Work Order

Example of state transition for Production Order:

- DRAFT – The Production Order (PO) enters in state "DRAFT" by default when created in the system. PO can be edited and deleted, and is open to group additional Customer Orders.
- ACK - capable of handling PO, PO is accepted for planning and closed for grouping of new Customer Orders (if there are such objects in the system). The PO can be deleted.
- OPO - "Open Production Order" in this state for

the PO are added production rules, a routing with Work Orders and material lots in state "Virtual" is built. PO can be rescheduled.

- FPO - "Freeze Production Order" in this state the PO is removed from any further rescheduling, any editing operations are not allowed. The PO takes capacity in the calendar.
- RELEASE - shows that the PO is ready for production and the WOs can be sent for execution.
- INPROC - "In Process" is taken automatically when the first lot of the first WO enters in state "InProgress"
- FINISHED - shows that all relevant lots to last WO are completed. Information from PO is recorded and archived for further reporting and analysis.
- STOP – The PO passes at a standstill, when a WO is stopped.

#### Example of state transition for Work Orders:

- DRAFT – Work Order (WO) accepts state "DRAFT" when entered manually. WO information can be entered and edited.
- READY – The WO accepts state "Ready" when it is ready to be sent for execution. The PO should be in state "RELEASE".
- RELEASE – The WO enters in state "Release" when physical consumed batch of materials enters in state "Reserved".
- PROD or InProcess – The WO accepts state "In Process" when the first batch of consumed physical materials enters in state "InProgress".
- FINISHED – The WO enters in state "Finished" when the last batch of physical material produced and consumed goes into state "Finished". When the WO is the last one for a PO, the PO changes its state to "Finished". The PO is archived for subsequent reports and analyzes.
- STOP – The WO passes at a standstill, when a task is stopped. [10]

The following Key Performance Indicators will be presented for the purpose of Software Industry:

#### **A) Temporal Key Performance Indicators for Production Order**

*Time to accept PO for planning (TAPO) [hr] = EnterACK - DateCreated*

This indicator shows the time span between the date of creation of the Production Order and the time that the Production Order is accepted (ACKNOWLEDGED) for Planning.

*Time to schedule a PO (SPO) [hr] = EnterEXE - EnterACK*

Shows the time span for planning the Production Order up to the time it is sent for execution.

*Planned Order duration PO (POT) [hr] = ExpectedEndDate – ExpectedStartDate*  
Shows the scheduled time span for execution of Production Order.

*Execution time (TPT) [hr] = ActualEndTime - ActualStartTime*

Shows the actual time span for execution of the Production Order.

*PO OTIF = RecommendedFinishDate - ActualEndTime*

Shows the Production Orders delivered on time (if positive).

*PO Standard Busy Time (pBT) = SUM (WO Standard Busy Time)*

It is calculated as a sum of Standard Busy Times of the Work Orders included in the Production Orders.

*PO Busy Time (eBT) = SUM (WO Busy Time)*

It is calculated as a sum of Actual Busy Times of the Work Orders included in the Production Orders.

*Process Time (PCT, BAZ) = BT – DeT SUM (WO TimeInProgress)*

It is calculated as a difference between Busy Time and the Delays of all Work Orders.

*Delay Time (DeT, SU) = SUM (WO Preparation Time)*

The Delay Time is the sum of the preparation times of all Work Orders

*Down Time (DoT, SZ) = SUM (WO DownTime)*

Shows the sum of Downtimes in one Production Order

#### **B) Temporal Key Performance Indicators for Work Order**

*WO Standard Busy Time (pBT) = SUM (LOT StdTime)*

Shows the sum of Standard Times for production of lot (in Software Industry a lot may be a document or a program code).

*WO Busy Time (eBT) = SUM (LOT Split Consumed Time)*

Shows the sum of times for consuming a lot (reading a specification or a design document)

*WO Transport and Waiting Time (TT) = first Lot (EnterAvailable – EnterRelease)*

Shows the time between the finalization of a lot (preparation of a document or a program) to its approval. Includes the meetings and discussions.

*Process Time (PCT, BAZ) = SUM (LOT TimeInProcess)* It is calculated as a sum of times for processing a lot.

*WO Delay Time (DeT, SU) = WO EnterFinished - WO LatestEndTime*

The Delay Time of Work Orders is calculated as a difference between the times of finishing a task (WO) and the scheduled latest end time for this task.

*WO Down Time (DoT, SZ)*

It is calculated as a sum of the durations of all Downtimes

### C) Key Performance Indicators by Order

*Efficiency = SUM (Standard Time/Split Consumed Time)*

Efficiency is calculated as a sum of ratios between Standard Time for “consuming” a lot and the Actual Time for it.

*Reworks = SUM (Reworks)*

It is an important indicator, showing the sum of the durations of reworked lots (i.e. bug found and sent back for development or unclear specification, etc.).

*PO Allocation Degree = BT (Busy Time)/TPT(Execution (Lead) Time)[%]*

It is calculated as a ratio between the actual Busy Time for a Production Order and the Lead Time (the time between receiving the order up to its finishing). The Allocation Degree is an important indicator, showing the “density” of the process and the load of every workplace.

*PO Throughput = PQ (Produced Quantity) / TPT (Execution Time) [units/hour]*

The Throughput is a major indicator that shows the ratio between produced units (documents, programs, etc.) and the Execution Time. The tracking of this indicator may lead to correction of the standard times for execution of a product (version, release, etc.)

*Operational Time (OT) = SUM (Shift Time) Shift Duration*

This indicator represents the operational time in which the employees can be used.

*Planned Allocation Time (PBT) = OT – planned stops (Total Expected Stoppages)*

It is calculated as a difference of the Operational Time and the sum of all planned stoppages (i.e. lunch breaks, office administration work, etc.). This is the time that can be used for execution of tasks.

*Busy Time (BT) = PBT – SUM (downtimes with mainType = SetUp and subtype != Installation II Configuration (preparation times))*

It is calculated as a difference between Planned Allocation Time and the sum of all Downtimes with Main Type – Setup and Sub Types that are not Installation or Configuration (strictly for Software Industry).

*Processing Time = BT – SUM (DownTimes with Main Type != SetUp)*

It is calculated as the difference between the Busy Time and the sum of Downtimes which Main Type is not Setup.

*Main Usage Time (PDT) = TimeInProcess (PCT) = PCT – SUM (Setup Times)*

It is calculated as a difference between the Time in Process and the sum of all Setup Times

*SetUpTimes (DeT) = SUM (Downtimes with Main-Type = SetUp and SubType = Installation && Configuration)*

It represents the sum of all Downtimes with Main Type Setup and Sub Type – Installation and Configuration

### D) Key Performance Indicators by Production Unit (Workplace)

*Allocation Efficiency = BT (Busy Time)/ PBT (Planned Allocation Time) [%]*

The allocation efficiency is the ratio between the real allocation time of a workplace and planned time for allocating the workplace.

*Efficiency = PDT / BT [%]*

The efficiency is the portion of the main usage time of the entire allocation time, thus it is a measure for the productivity of the workplace. Since only the operating time is value-adding and is remunerated by the market, for a company it must be the goal to increase this portion drastically.

It is calculated as a ratio between Main Usage Time and Busy Time.

*Availability = PDT/PBT [%]*

It is calculated as a ratio between Main Usage Time and Effectiveness = Total Standard Time / Time In process and Planned Allocation Time

*Effectiveness = Total Standard Time / Time In process*

It represents the ratio between Total Standard Time for execution of some activity and the actual Time in Process of the Work Order for that activity.

$$Quality\ Rate = \frac{GQ\ (Good\ Quantity\ Prime\ MLs)}{PQ\ (Produced\ Quantity)} [\%]$$

It is calculated as a ratio of the produced lots with no quality issues and the whole produced lots.

$$OEE\ index = Availability * Effectiveness * Quality\ Rate [\%]$$

In the conventional manufacturing industry Overall Equipment Effectiveness (OEE) is a measure for the efficiency of machines and/or plants, manufacturing cells with several machines or an entire assembly line. The OEE Index forms the basis for improvements by better production information, identification of production losses, and improvement of the product quality by optimized processes.

The OEE Index represents the used availability, the effectiveness of the production unit, and their quality rate summarized in a characteristic number. For the purpose of Software development the OEE Index will be calculated for each workplace.

$$Reworking\ Ratio = \frac{Rework\ Quantity}{Produced\ Quantity}$$

An important indicator that shows the relevant reworked quantity of lots is:

$$Time\ Utilization = \frac{Time\ In\ Process}{Shift\ Duration}$$

Actually this is the ratio between the “InProgress” time spans of all WO and the shift duration.

$$Standard\ Time\ Utilization = \frac{Total\ Standard\ Time}{Shift\ Duration}$$

Represents the aim of the performance indicator and it is calculated as a ratio between the standard time and the shift duration. [6,10]

#### 4. Conclusions

All these Key Performance Indicators aim to better visualize the process of software development by accentuating on temporal and workplace metrics. Based on these calculations and measurements, the company management is responsible to find the opportunities for improvement and to take the necessary actions to gain advantages and to update the set goals. For this purpose, additional embedded Statistical Process Control (SPC) tools can be used to determine averages, standard deviations, normal distributions, correlations, norms, etc. for tasks grouped by similar characteristics and their calculated KPIs.



Fig. 5. Examples of Software Development KPIs in MOM4

Using fully operational MES/MOM system, such as MOM4, where additional custom specific KPIs can be easily configured and calculated, enables the adoption of “Management and Control by KPIs” concept (Metric-driven management), where a feedback information from the whole software development process is available and can be used for goals revision on every workplace (automatically or manually by the manager), pinpointing reserves and optimizing the standards in the company.

An example of using Key Performance Indicators may be given for calculation of Lead Time for each task in the scheduling phase, where depending on the person assigned (Workplace) for a given task, the Lead Time can vary. In the scheduling phase each request is estimated by Story Points or other tangible indexes in terms of size and complexity and usually measured in man-hours (mhrs). The request is decomposed to tasks (Work Orders) that have to be time-estimated by some Standard Time. This Standard Time may be approximately set by executing a spectral analysis on a Task backlog (for requests with similar characteristics). The Lead Time then can be calculated by using Standard Time and OEE index (if OEE index is given in %) as:

$$Lead\ Time = \frac{Standard\ Time}{OEE\ index} / 100$$

Fig. 5 illustrates some of the described KPIs by workplace. The first two charts visualize the OEE index as Normal Distribution and its trend by shift for a given period of time. The rest two charts represent performance and quality indicators for the given period.

## REFERENCES

1. [http://computerworld.bg/41567\\_softuernata\\_in\\_dustriya\\_u\\_nas\\_generira\\_oborot\\_ot\\_okolo\\_750 mln\\_lv\\_godishno](http://computerworld.bg/41567_softuernata_in_dustriya_u_nas_generira_oborot_ot_okolo_750 mln_lv_godishno)
2. Стратегически изисквания на софтуерната индустрия за реформа на образователната система, БАСКОМ, 2012
3. ANSI/ISA-95.00.01-2000, Enterprise-Control System Integration Part 1: Models and Terminology
4. D. Parmenter, Key Performance Indicators Developing, Implementing, and Using Winning KPIs, John Wiley & Sons, Inc., 2007
5. B. Miller, "Key Performance Indicators Measurement for Web Development," CSPreston, 2010.,
6. ISO Standards, IEC/ISO 22400: Automation systems and integration - Key performance indicators (KPIs) for manufacturing operations management
7. H. Kerzner, Project Management Metrics, KPIs, and Dashboards, A Guide to Measuring and Monitoring Project Performance, John Wiley & Sons, Inc., 2011
8. P. Vasilev, WASTE REDUCTION IN THE SOFTWARE INDUSTRY USING ANSI/ISA-S95 STANDARD, AUTOMATICS AND INFORMATICS, prepared to be published
9. <http://nearsoft.eu/wp-content/uploads/2013/09/MOM4Flyer-EN.pdf>
10. NearSoft MOM4 Functional Documentation

### Authors' Contacts

Address: University of Chemical  
Technology and Metallurgy  
Department of Industrial Automation  
8 Kl. Ohridski, 1756 Sofia, Bulgaria  
E-mail: [plamenvasilev2@gmail.com](mailto:plamenvasilev2@gmail.com)



## A SURVEY OF EXPERTISE RETRIEVAL APPROACHES

LILYANA BONEVA

**Abstract:** *The search for experts is not a new task for people. The advances in information retrieval technology, the abundance of digitally available documents and knowledge-related data, along with the fast growth of social networks phenomena have all led to increased interest in expertise retrieval area as a sub-discipline of information retrieval. Fully automated computer systems for expertise location are reality nowadays. Despite the wealth of results witnessed in the filed there are still challenges to be overcome. This survey summarizes the base groups of approaches and advances in the relevant methods and algorithms. Limitations of these approaches are also discussed.*

**Key words:** *expert finding, expert profiling, ranking, model evaluation*

### 1. Introduction

Expert is a person or agent with a substantial knowledge in a certain area/subject [2].

The need for experts can be for answering a particular question as well as assigning them roles in a specific organizational setting. A practical scenario is a conference team searching for a group of experts to become reviewers, recruiters looking for skillful employees, consultants for other consultants to forward inquiries to them to diminish risk of losing clients [1]. Expertise of the employees can be of great value for an organization and effective sharing of knowledge has become a demand in large organization. This is especially true in the light of working spaces breaking geographical and language boundaries.

Initially efforts were focused on unifying diverse and dissimilar databases in a data warehouse that could provide easy mining.

Most research today is intent on solving two main problems in expertise retrieval systems: *expert finding* – finding a person in a specific topic area and *expert profiling* – determining areas of expertise for a person. Expertise retrieval is the broader term used to specify both the area of linking people to expertise topics and vice versa. Expertise retrieval is typically part of the enterprise search engine of a single company [1].

Expertise is an abstract term that is referred to as ‘tacit knowledge’ as opposed to ‘explicit knowledge’ which is well defined and documented. The way to access ‘tacit knowledge’ is through

evidence of ‘explicit knowledge’ (e.g. documents) [1]. This is why document retrieval and expertise retrieval areas are tightly connected and document retrieval approaches are widely used in the former but expertise retrieval brings new challenges [1]:

- Candidate experts are not directly retrievable entities.
- There is large ambiguity in usage of expert names.
- Data is gathered from heterogeneous systems and carry different level of importance (email text vs scientific article).
- Determining the strength of the associations made by the system and ranking results is a complex task.

These challenges make the expert retrieval process a multi-step process in a protean area. There are *topical, cognitive* and *social* aspects [1].

### 2. Early work

Research on the topic of enabling effective expertise sharing dates back to the 1960s. Early work focused on ways of unifying disparate organization’s databases to be utilized for data mining tasks. Early systems include Hewlett-Packard’s CONNEX, the National Security Agency’s KSMS, Microsoft’s SpuD, and SAGE People Finder [1].

They often relied on the self-assessment of employees to judge their skills against a predefined set of keywords. As a result once created profiles quickly became outdated. This led to the increase

demand of automated AI techniques for initializing and updating profiles in expert finding.

### 3. Expertise Retrieval (ER) tasks

The increasing large volume of online data has led to the development of several public expert search systems in recent years – ArnetMiner [34], INDURE [35], Microsoft Academic Search [1], [36]. These systems offer linking of experts to topics and topics to experts. ArnetMiner focuses on the computer science domain and offers search results and ranking experts, papers, conferences and organizations. INDURE searches experts in four states in the State of Indiana, US. Microsoft Academic Search covers many domains and also provides ranking of experts and organizations.

Tilburg University (TU) has gathered an expert collection of TU employees involved in research and teaching which is based on Webwijs (“Webwise” [37]) system developed at TU [4]. Webwijs is a publicly available database.

Expert retrieval process is not standalone and requires important preprocessing steps that are worth mentioning [1]:

- Data acquisition – from available resources in the organization or online.
- Preprocessing and indexing – identifying candidate experts in data gathered from heterogeneous systems.
- Modeling data – creating associations between candidate experts and user queries.
- User interaction – results should be presented to users in an accessible form.

Expertise retrieval tasks can be viewed broadly as two main tasks – *expert finding* and *expert profiling*.

#### 3.1. Expert finding

The task of expert finding is to come up with a ranked list of experts with relevant expertise in a given topic.

We can formalize as the task of finding candidate experts given a topic. Given a particular query  $q$  the level of expertise of candidate expert  $e_i$  should be evaluated – expressed as score  $s(e_i, q)$  and then candidates should be rank in descending order of the evaluated score.

The main focus is on developing content based algorithms similar to document search. These algorithms identify matching experts primarily based on textual content of documents with which experts are associated with. Establishing associations between documents and candidate-experts can be viewed as a two-step process: (1) for each document in the collection, identify a set of candidates associated with that document (authors, people mentioned in content), and (2) for each of

these document-candidate pairs, estimate the strength of the association. Most approaches focus on expert finding in specific domains extracting information from known document types or alternatively from heterogeneous document collections like the ones found in a corporate intranet. In recent years research to identify experts from online data sources has been gradually gaining interest [2], [28], [29], [30], [31]. In heterogeneous data from online sources the semantic roles of people vary and document-candidate associations are not explicit and unambiguous. Almost all of the W3C collection (except for the lists and people parts) and the entire CERC collection are like that. In such cases, candidates have to be recognized in documents through one of their representations, such as name or e-mail address. This is special and restricted named entity recognition (NER) task. Person names are inherently ambiguous and have to be disambiguated and normalized. The strength of association formed can be measured by our confidence that the right person has been identified. Not all documents are equally important for the purpose of finding experts. Two main questions are addressed in regard: (1) how to measure document importance and (2) how to incorporate document importance into the expertise retrieval models [1].

Not all documents are equally important – likewise not all candidates are equally important. The performance of expert finding can be improved by considering candidate importance [7], [42].

Tsiporkova and Tourwé propose a prototype of a software tool implementing an entity resolution method for topic-centered expert identification based on bottom-up mining of online source [30]. The tool extracts and unifies information gathered from a variety of online sources and subsequently builds a repository of user profiles to be used for technology scouting purposes. In [32], [33] expertise retrieval is approached as an association finding task between topics and people. In Balog’s PhD thesis, the expert finding tasks are addressed by the application of probabilistic generative models, specifically statistical language models [32]. In [28] an effort is made to incorporate a more flexible expert search method based on different types of user traces available in structured form within the Linked Open Data (LOD) Cloud (e.g. DBLP) and Linked Data Metrics.

#### 3.2. Expert profiling

While the task of expert finding is concerned with finding experts given a particular topic, the task of expert profiling is turned around and asks what topics a person knows about. Expert profiling task is to create profile of the expert based

on his knowledge areas. Usually profiles are represented as vectors of scores for the person's degree of knowledge in different expertise areas. Looking at a skills matrix (see Table 1) it is obvious that expert profiling is the task that fills the rows given the column heading (the topic of expertise) and expert finding fills the columns given arrow heading (expert candidate). A skills matrix is an often-used instrument to capture and represent expertise. Usually, people have to manually input and update their profiles [1]. Manual approaches suffer scalability and reliance drawbacks. Automated methods that draw upon available evidence data aim to reduce the human effort in maintaining profiles [43].

**Table 1.** Skill matrix

	Area 1	Area 2	...	Area n
Candidate 1	•	•		
Candidate 2	•			•
...	•			
Candidate m				•

#### 4. Evaluation of methods and test collections

According to the case scenario users are interested in ranked results of their queries. The measures adopted for evaluating the quality of the ranking produced include standard IR metrics - (Mean) Average Precision (MAP) and Precision@N (P@N). If only top ranked results are concerned - (Mean) Reciprocal Rank (MRR). When the judgment of a person's expertise is not binary Normalized Discounted Cumulated Gain (NDCG) is used. In ER systems there is demand for high precision and the cost of a false recommendation in expert search is much higher than in web search tasks.

Test collection used for training and evaluating ER methods include data originating from TREC [38] – as well as data from researchers in the field – W3C, CERC, UvT, DBLP, ArnetMiner, INDURE, Yahoo! Answers [1]. W3C was the pioneering dataset collection. It consists of 331,037 documents from several sub-collections that are not equally important: web pages, source code files, mailing lists, etc. So measures based on recall are quite rare [1]. Besides, both expert finding and expert profiling tasks assume that the set of items is given beforehand which makes pure recall meaningless.

The CSIRO Enterprise Research Collection (CERC) was the first dataset using self-assessed judgments by organization's employees. The CERC collection comprises of crawled publicly available

sites hosted at CRISO. The dataset contains 370,715 documents with a total size of 4.2 GB.

The UvT data set was developed from public data available about employees at Tilburg University (TU), the Netherlands. The collection contains information (in English and Dutch) of about 1,168 experts. All topics are contained in a thesaurus that describes different types of relations between topics (i.e., synonymy, topic relatedness) [6]. Experts are placed in organizational hierarchy.

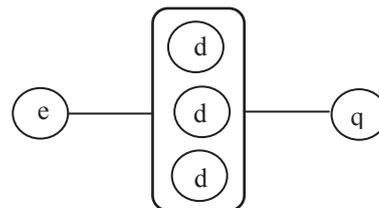
DBLP database consists of 953,774 records for articles: they included abstracts of articles downloaded via Google Scholar, plus topical areas of the conferences and journals where they were published (acquired via Eventseer.net [39]).

ArnetMiner has an updated collection of DBLP databases.

Experiments have been carried also on INDURE dataset and Yahoo! Answers – which also provides a multilingual setting and it was discovered that some top ranked expert are multilingual and participate in threads in different languages [40], [41].

#### 5. Base groups of ER approaches

We are using the ER approaches classification proposed in [1]. All approaches discussed have three main components: experts, documents and topics as shown in Fig. 1 [1]. The majority of approaches to expertise retrieval represent the task as an estimation of the strength of association between query terms and candidate experts. These associations are established on the basis of (textual) evidence that (identifiers of) people co-occur with.



**Fig. 1.** Main components of ER: experts (e), queries (q), and documents (d) from which the expertise retrieval systems aim to find the relationship between the two

All summarized methods estimate the degree of association between people (candidate experts) and topics. They differ in their approach but essentially give answer to three main questions [1]: how to represent expert entities, how to determine the evidence of expertise and how to make the final association without missing important data.

The models are grouped in five main groups but there are numerous methods that fall outside of the boundaries of this classification – some of them will be mentioned as well. The first two model groups are probabilistic approaches that stem directly from document retrieval area – they are content-based models.

- **Generative probabilistic models**

Generative models estimate associations between topics and people as the likelihood that a topic was generated (written) by a given candidate expert (topic generation models) or the opposite – that a probabilistic model based on the query generated the candidate (candidate generation models).

- **Discriminative probabilistic model**

These methods construct associations by directly estimating the binary conditional probability that a given pair of a query topic and a candidate expert is relevant.

- **Voting models**

Voting models use weighing schemes in which documents ranked for a given query to be used as votes for expertise evidence of candidate experts.

- **Graph-based models**

These methods construct graphs, containing experts, documents and relationships between them build both in query-dependent or query independent way.

- **Other models**

Since expert search is closely related to document search and other IR retrieval tasks, some classical IR methods have been applied to expert search, such as topic modeling (latent Dirichlet allocation - LDA) [44], the vector space model [45], and cluster-based retrieval [46].

A number of topic models have been proposed for expertise retrieval. Most of them treat topics as latent variables. Deng et al. [47] proposes a topic-based model where the topics are defined and known in advance. It eliminates the estimation of the latent topics, but how to select the topics is a challenge. The model has been evaluated on the DBL.

In [48] the classical vector space model (VSM) is extended for expert search. Experts are represented as a linear combination of documents, resulting in expert vectors which are in the same vector space with documents and queries. Existing practices for VSM can then be exploited.

Cluster-based retrieval [46] is a class of retrieval methods that has been proven effective for ad-hoc retrieval.

## 6. Limitations and emerging challenges

The models discussed do not directly model the concept of “expertise”. They develop techniques for capture the degree of association between topics and people to be used in the field of knowledge management. This is simplification that proves to work in practice but has practical implications in real-world scenarios. Some recent work try to take into account the human-centric perspective and go beyond textual content. Hoffman et al. [5] show that combining content-based with contextual factors can significantly improve performance compared to content-based only models. Studied contextual factors include social graphs based on organization hierarchy, geographic location and collaborations [24], as well as combining experts’ knowledge information with social networks structure and propagating queries through expert’s acquaintance chain [25].

Another limitation is the assumption of a static and clean data. The rise of large volumes of user-generated online content makes data content very dynamic and with a different quality. This factor requires algorithms that can model changing expertise knowledge [3].

ER models make associations between experts and topics but do not themselves provide human interpretable explanations – they need to be integrated closely with information retrieval techniques in order to aid results assessment. If someone is considered an expert on some topic in academics providing citations, papers, written books supplement assessment.

The accuracy of ER models that rely on document ranking algorithms as evidence of personal expertise largely depends on underlying ranking of documents. The quality of the ranking can seriously affect the expert finding performance.

## 7. Conclusions

We have summarized expert retrieval approaches in five major groups used for associating experts and topics. On top of them advanced methods can be built to utilizing a range of content-based considerations - candidate associations, document and candidate importance, document structure, and external evidence.

Existing work focuses on a broad, global notion of the term expertise. In order to meet the user needs ability for personalized view on expertise should be developed through modelling user preferences and interests.

One of the main obstacles for ER models – working with large volumes of unstructured data is changing in the light of emerging professional sites like LinkedIn and Monster [1], [34], [35] that offer a (semi-)structured and interlinked data and also encourage users to keep their profiles up to date which captures the dynamic nature of knowledge data.

## REFERENCES

1. Balog, K., Fang, Y., de Rijke, M., Sserdyukov, P., and Si, L. (2012). Expertise Retrieval. *Foundations and Trends in Information Retrieval*, 6(2-3), pp. 127-256.
2. Lappas, T., Lui, K., Terzi, E. (2011). A Survey of Algorithms and Systems for Expert Location in Social Networks, *Social Network Data Analytics*, Chapter 8, pp. 215-241, Springer, US.
3. Rybak, J., Balog, K., and Norvag, K. ECIR (2014). Temporal Expertise Profiling. M. de Rijke et al. (ed.), *Advances in Information Retrieval*, pp. 540-546. Springer International Publishing, Switzerland 2014.
4. Berendsen, R., de Rijke, M., Balog, K., Bogers, T., and van den Bosch, A. (2013). On the Assessment of Expertise Profiling. *Journal of the American Society for Information Science and Technology*, 64(10), pp. 2024-2044.
5. Hofmann, K., Balog, K., Bogers, T., and de Rijke, M. (2010), Contextual factors for finding similar experts, *Journal of the American Society for Information Science and Technology*, 61, pp. 994–1014.
6. Balog, K., Bogers, T., Azzopardi, L., deRijke, M., and van den Bosch, A. SIGIR (2007). Broad Expertise Retrieval in Sparse Data Environments, *Proceeding of the Annual International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval*, pp. 551–558.
7. Balog, K., and de Rijke, M. CIKM (2008), Non-local evidence for expert finding, *Proceeding of the ACM International Conference on Information and Knowledge Management*, pp. 489-498.
8. Serdyukov, P., Taylor, M., Vinay, V., Richardson, M., and White, R. W. ECIR (2011), Automatic people tagging for expertise profiling in the enterprise, *Proceedings of the European Conference on IR Research*, pp. 399–410.
9. Dean, J., and Ghemawat, S. (2008) MapReduce: simplified data processing on large clusters, *Communications of the ACM*, 51(1), pp. 107–113.
10. Fang, Y., Si, L., and Mathur, A. P. SIGIR (2010), Discriminative models of integrating document evidence and document-candidate associations for expert search, *Proceeding of the Annual International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval*, pp. 683–690.
11. Macdonald, C., and White, R. W. SIGIR (2009), Usefulness of click-through data in expert search, *Proceedings of the International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval*, pp. 816–817.
12. Serdyukov, P., and Hiemstra, D. ECIR (2008), Modeling documents as mixtures of persons for expert finding, *Proceedings of the European Conference on IR Research*, pp. 309–320.
13. Santos, R. L. T., Macdonald, C., and Ounis, I. (2011), Mimicking web search engines for expert search, *Information Processing and Management*, 47(4), pp. 467–481.
14. Jiang, J., Han, S., and Lu, W. fCHER (2008), Expertise retrieval using search engine results, *Proceedings of the SIGIR Workshop on Future Challenges in Expertise Retrieval*.
15. Balog, K., and de Rijke, M. TREC (2008), Combining candidate and document models for expert search, *Proceedings of the Text REtrieval Conference*.
16. P. Serdyukov, H. Rode, and D. Hiemstra CIKM (2008), Modeling multi-step relevance propagation for expert finding, *Proceeding of the ACM International Conference on Information and Knowledge Management*, pp. 1133–1142.
17. Macdonald, C., and Ounis, I. CIKM (2006), Voting for candidates: Adapting data fusion techniques for an expert search task, *Proceedings of the ACM International Conference on Information and Knowledge Management*, pp. 551–558.
18. Petkova, D., and Croft, W. B. ICTAI (2006), Hierarchical language models for expert finding in enterprise corpora, *Proceedings of the IEEE International Conference on Tools with Artificial Intelligence*, pp. 599 - 608.
19. Zhu, J., Song, D., R'uger, S., and Huang, X. CIKM (2008), Modeling document features for expert finding, *Proceedings of the ACM International Conference on Information and Knowledge Management*, pp. 1421-1422.
20. Seid, D., and Kobsa, A. (2000), Demoir: A Hybrid Architecture for Expertise Modeling and Recommender Systems.

21. C. Moreira (2011), Learning to rank academic experts, *Master Thesis*, Technical University of Lisbon.
22. Macdonald, C., and Ounis, I., ECIR (2011), Learning models for ranking aggregates, *Proceedings of the European Conference on IR Research*, pp. 517–529.
23. Balog, K., and de Rijke, M., SIGIR (2007), *Annual International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval*, pp. 821–822
24. Kukla, G., Kazienko, P., Brodka, P., and Filipowski, T. (2012), Soclake: social latent knowledge explorer, *The Computer Journal*, 55(3), pp. 258–276.
25. Smirnova, E., and Balog, K. ECIR (2011), A user-oriented model for expert finding, *Proceedings of the European Conference on IR Research*, pp. 580–592.
26. Fang, Y., Si, L., and Mathur, A., Discriminative probabilistic models for expert search in heterogeneous information sources, *Information Retrieval*, 14(2), pp. 158–177.
27. Sorg, P., Cimiano, P., Schultz, A., and Sizov, S. CLEF (2010), Overview of the cross-lingual expert search (cries) pilot challenge, *Workshop of Cross-Language Evaluation Forum*.
28. Stankovic, M., Jovanovic, J., Laublet, P. ESWC (2008), Linked data metrics for flexible expert search on the Open Web, *8<sup>th</sup> Extended Semantic Web Conference*.
29. Balog, K., and de Rijke, M., SIGIR (2007), Finding Similar Experts, *Proceedings of the International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval*, pp. 821–822.
30. Tsiorkova, T., Tourwé, T. (2011), Tool support for technology scouting using online sources. *Advance in Conceptual Modeling. Recent Development and New Direction*. LNCS. 6999, pp. 371–376. Springer, Heidelberg.
31. Jung, H., Lee, M., Kang, I., Lee, S., Sung, W. ISWC (2007), Finding topic-centric identified experts based on full text analysis. *2nd International ExpertFinder Workshop at the 6th International Semantic Web Conference*.
32. Balog, K., (2008), People search in the enterprise. PhD thesis, Amsterdam University.
33. Craswell, N., et al., (2006). Overview of the TREC-2005 Enterprise Track. *14th Text Retrieval Conference*.
34. ArnetMiner (<http://www.arnetminer.org/>).
35. Indiana Database of University Research Expertise INDURE (<https://www.indure.org/>).
36. Microsoft Academic Search (<http://academic.research.microsoft.com>).
37. Tilburg University (<http://www.tilburguniversity.edu/webwijs/>).
38. TREC data (<http://trec.nist.gov/data.html>).
39. EventSeer (<http://eventseer.net>).
40. LinkedIn (<https://www.linkedin.com>).
41. Monster (<http://www.monster.com>).
42. Serdyukov, P. and Hiemstra, D. ECIR (2008), Modeling documents as mixtures of persons for expert finding, *Proceedings of the European Conference on IR Research*, pp. 309–320.
43. Balog, K. and de Rijke, M. IJCAI (2007), Determining expert profiles (with an application to expert finding), *Proceedings of the International Joint Conference on Artificial Intelligence*, pp. 2657–2662.
44. Blei, D., Ng, A., and Jordan, M., Latent Dirichlet allocation, *The Journal of Machine Learning Research*, 3, pp. 993–1022
45. Salton, G., Wong, A., and Yang, C. (1975), A vector space model for automatic indexing, *Communications of the ACM*, 18( 11), pp. 613–620.
46. Liu, X., Croft, W. B. SIGIR (2004), Cluster-based retrieval using language models, *Proceedings of the Annual International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval*, pp. 186–193.
47. Deng, H., King, I. and Lyu, M. R. ICDM (2008), Formal models for expert finding on DBLP bibliography data, *Proceedings of the IEEE International Conference on Data Mining*, pp. 163–172.
48. Demartini, G., Gaugaz, J., and Nejdl, W. (2009), A vector space model for ranking entities and its application to expert search, *Advances in Information Retrieval*, pp. 189–201.

Author's contact

Address: Computer Systems and  
Technologies Department

Technical University of Sofia  
Branch Plovdiv

Bulgaria

E-mail: [liliana.hristakieva@gmail.com](mailto:liliana.hristakieva@gmail.com)



## КЛАСИФИКАЦИЯ НА МНЕНИЯ ОТ ТЕКСТОВЕ НА БЪЛГАРСКИ ЕЗИК

ГЕРГАНА ЛАЗАРОВА, ТОДОР ЦОНКОВ

**Резюме:** *С развитието на уеб технологиите големи масиви от данни се появяват и стават лесно достъпни. Новите алгоритми и технологии трябва да се справят с огромното количество от данни. Обработката на естествен език получава бурно развитие, ползвайки новите технологии за бързо извличане и обработка на данни. Актуално направление в тази област е класификацията на мнения. Настоящата статия има за цел да приложи алгоритми за класификация от машинното обучение в тази област, използвайки филмови ревьюта и мнения от социалните мрежи на български език.*

**Ключови думи:** *класификация на мнения, машинно обучение, класификация*

## SENTIMENT ANALYSIS OF TEXTS IN BULGARIAN

GERGANA LAZAROVA AND TODOR TSONKOV

**Abstract:** *With the development of web technologies, big data has risen and has become easier to access. New algorithms and technologies have been created to answer the need for big data processing. Recently, there has been significant interest in natural language processing. A modern direction in this area is sentiment analysis. The aim of this publication is to apply and compare standard machine learning classification algorithms to the field of opinion mining, using movie reviews in Bulgarian as well as posts from the social networks.*

**Key words:** *sentiment analysis, machine learning, classification*

### 1. Introduction

The human being is an intelligent agent that can feel emotions, express his feelings and communicate and understand each other relying on hidden patterns of sentiment. We can formulate a simple sentence as a neutral statement, but we can also impose some emotions in it, which makes it an opinion.

Sentiment analysis is a modern discipline which is responsible for extracting subjective information, understanding the emotions in the text given. It uses a variety of algorithms in order to achieve this. Being an interdisciplinary subject, combining algorithms of artificial intelligence, natural language processing, information retrieval, statistics, it simulates intelligent behavior.

The social media (facebook, twitter, google+, linkedin) contains large amounts of data – comments, articles - all expressing personal opinion. What's the social media opinion about some topic, is it positive or negative? Big companies want to understand what the opinion of the crowd about their product or competitor's product is. Is a politician positively accepted by the people, is a football coach popular among the fans? These are all important issues that should be taken into consideration when managing resources. To answer these questions, we have to process “Big Data” and learn how to detect sentiment in the texts.

There has been considerable research in the field of opinion mining in English, it has grown rapidly to become one of the most active research

areas in NLP (natural language processing). Most of the people speak English, make posts in English, the English language is widespread in the World Wide Web. Bing Liu [1] analyses the types of sentiment analysis (sentence and text opinion mining) and shows a wide variety of practical applications. Kennedy and Inkpen [2] present two methods for determining the sentiment expressed by movie reviews in English.

In Bulgarian there aren't enough labeled examples. There's little data we can use for the learning process. It is both scarce and incomplete. In this paper English movie reviews are translated to Bulgarian. This data is used for the learning process and multiple classification algorithms are compared, based on a test set, containing real Bulgarian movie reviews.

A modern approach in sentiment analysis is rumor credibility detection, the task of verifying information credibility on social networks has received considerable attention in recent years. A rule-based approach for posts classification is also proposed in this publication. These posts are manually labeled beforehand.

## 2. Sentiment Analysis

Sentiment analysis determines the attitude of a speaker on some topic. It predicts the contextual polarity of a document.

There are two main approaches for opinion mining [1]. The first one is based on a sentiment lexicon [6] and relies on the polarity of the very words of the documents. Usually, we sum the negative and positive words and a final decision is made based on the summation. The second approach uses a classification algorithm in order to differentiate between the classes. Usually, two classes are used – positive and negative examples but rarely, we can also use a neutral class.

Modern approaches in sentiment analysis that are researched in this paper are:

- Review sentiment detection (positive/negative opinions, rating prediction - a K-classification task or rating regression function learning)

- Rumor credibility detection – a rumor can be either “credible” or “not credible”.

Other popular research areas are: **personality traits** - behavior tendencies (*nervous, anxious, reckless, morose, hostile, jealous*), **emotions** - *angry, sad, joyful, fearful, ashamed, proud, elated*; detecting **irony** in documents, **plagiarism**, author recognition, etc.

### 2.1. Dataset

The burden in sentiment analysis in Bulgarian lies in the absence of Bulgarian training

data. Bulgarian classified reviews are difficult to obtain. A teacher should manually label all the training examples.

On the other hand, the Internet abounds in English labeled examples – Amazon, TripAdvisor, etc. So, an English source of classified instances is easy to find and use. Therefore, such resources can be used for the training set. This paper uses Amazon reviews [3] which were translated with google translate to Bulgarian. The number of the reviews is 992.

A test set of movie reviews in Bulgarian was extracted from *www.cinexio.com*. It consists of 38 labeled examples. Each review has a rating between 1 and 5. It contains user feedback about the movies. These reviews were very short and incomplete.

For the rumor credibility 1000 opinions from social networks were selected and tested.

### 2.2. Gate

Gate is a NLP framework, solving text processing problems.

For the reviews in Bulgarian the following pipeline was created: *Document Reset* – it enables the document to be reset to its original state, by removing all the annotation sets and their contents; *Annie Tokeniser* – splits the text into very simple tokens; *BulStem* - Bulgarian stemmer, which reduces derived words to their word stem or root form. *Groovy Script* – self-written script for bigram tf-idf feature extraction.

### 2.3. Feature Extraction

A bigram model is being used. The weight of each feature follows the tf-idf standard:

- Term frequency - the number of times that term  $t$  occurs in document  $d$ :  $tf(t, d)$

- Inverse term frequency - it measures whether the term is common or rare across all documents ( $N$  is the number of documents in  $D$ ):

$$idf(t, D) = \log \frac{N}{|\{d \in D, t \in d\}|}$$

- Weights

$$w_i = tfidf(t, D) = tf(t, d) * idf(t, D)$$

We have extracted 17099 features from the 992 + 38 reviews.

### 2.4. Classification of the reviews

Classification is the process of identifying to which set of categories a new example belongs, based on a training set of data. Usually, an instance (movie review) would be assigned a class - either "positive" or "negative". This paper uses 5 classes, corresponding to the stars a review can

have (1-5 rating). Each rating is considered a separate class.

It should also be noted that an opinion is generally subjective. Two people might not agree on the sentiment of a sentence. Furthermore, some sentiment analysis competitions (Semantic Evaluation – “SemEval”) remove the reviews the judges don’t agree on.

For the classification process of the movie reviews three classification algorithms are compared - *Naïve Bayes Classifier (NB)*, *kNearestNeighbours (kNN)* and *BACKPROPAGATION*.

**2.4.1. Naïve Bayes Classifier**

$$P(y_j | a_1, \dots, a_m)P(a_1, \dots, a_m) = P(a_1, \dots, a_m | y_j)P(y_j)$$

$$P(y_j | a_1, \dots, a_m) = \frac{P(a_1, \dots, a_m | y_j)P(y_j)}{P(a_1, \dots, a_m)}$$

$$\arg \max_{y_j} \frac{P(a_1, \dots, a_m | y_j)P(y_j)}{P(a_1, \dots, a_m)} =$$

$$\arg \max_{y_j} P(a_1, \dots, a_m | y_j)P(y_j)$$

The Naïve Bayes Classifier relies on the preposition that the attributes are conditionally independent given the class.

Independence:

$$P(y_j)P(a_1, \dots, a_m | y_j) = P(y_j) \prod_{k=1}^m P(a_k | y_j)$$

In order to classify new examples it chooses the hypothesis that is most probable (maximum a posteriori). The corresponding classifier is the function  $f^*$  defined as:

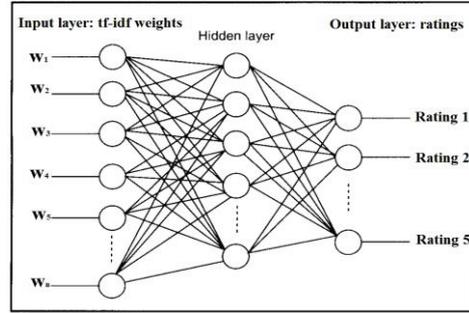
$$f^* = \arg \max_{y_j} P(y_j)P(x_i | y_j)$$

**2.4.2. K-Nearest-Neighbours**

An instance is classified by a majority vote of its neighbors. The assigned classification is the most common class among the example’s k nearest neighbors. If k is equal to 1, the example is assigned to the class of the nearest neighbor.

**2.4.3. Multi-layer Artificial Neural Network: BACKPROPAGATION**

BACKPROPAGATION implements a multi-layer artificial neural network. It uses an optimization method - gradient descent in order to minimize the loss function. It updates the weights in an iterative procedure (500 epochs when tested).



**Fig. 1. BACKPROPAGATION**

**2.4.4 Rule based approach for rumor credibility detection**

Six heuristic rules are used to detect whether the opinion is really credible or not. We want to verify if specific assumptions about an opinion can be successful in determining whether it’s credible or not. A formal description of the rules follows below in Table 1.

**Table 1. Rules Description**

Rule Description	Regular expression	Credible
1. Has length more than 80 symbols	Length (opinion) <40	yes
2. Contains exclamation/question mark or ...	[!] or [?] or [...]	no
3. Contains I he she it	I or He or She or it	no
4. Tweets in negative tone	Contains positive and not negative word	no
5. Contains positive word and negative emotion	(+word) and (-emotion)	yes
6. Contains an URL	[URL]	yes

The algorithm can be described in the following formal way:

For each post from the social networks do the following:

For each rule described as a regular expression by the pattern above

1. Check if the post matches the rule.
2. If the post matches the rule increase the counter of the current rule
3. Add the opinion to the list of opinions of the current rule

For each list of opinions if the rule is correctly classified increase the counter of correctly classified rules. For each rule calculate the success rate as: correctly classified rules that are matching this rule divided all rules classified as matching this rule.

### 3. Big data

Big data implies large amount of data which can't be processed by a single machine and its resources. Not only can't it be stored physically, but there is no execution power to afford the learning and prediction processes.

Recently, Apache Hadoop [4] has gained popularity and turned out to be applicable in such areas as NLP. Hadoop distributed file system (hdfs) as well as its cluster management (yarn) makes it really work well, taking part in important business fields worldwide.

Furthermore, for the experimental results a modern Apache Spark [5] framework was used running on hdfs and using yarn. Spark supports three languages – scala, python and java. For the application implementation python was chosen. Spark runs programs up to 100x faster than Hadoop MapReduce in memory, or 10x faster on disk.

A cluster of 2 machines was connected and used for evaluation of the algorithms, both running under LINUX Mint.

### 4. Experimental Results

After feature extraction, the three algorithms were run on the training set. The classification accuracy of the algorithms is compared based on the test set (real Bulgarian reviews). It can be seen in Table 2. that BACKPROPAGATION outperforms the other classifiers, achieving 42.11% classification accuracy (the proportion of correctly classified examples in the test set). The Naïve Bayes classifier turns out to be the weakest one having accuracy – 36.84%, whereas kNN achieved 39.47%. Having 5 classes, the probability of randomly assigning a correct classification is 1/5, which is 20%.

**Table 2.** *Movie reviews - classification accuracy*

Algorithm	Accuracy
kNN	39.47%
Naive Bayes	36.84%
BACKPROPAGATION	42.11%

It can be seen from Table 3. that all rules have more than 50% accuracy. Having two classes, the probability of randomly assigning a correct classification is 1/2, which is 50%.

**Table 3.** *Rule-based Approach - accuracy*

Rule	1	2	3	4	5	6
Accuracy	52%	68%	54%	56%	84%	79%

### 5. Conclusion

It can be seen from the experimental results that sentiment analysis, based on direct translation of English movie reviews in Bulgarian, produces very good results. The multi-layer sigmoid neural network (BACKPROPAGATION) turned out to outperform the other standard classification algorithms. Being an iterative procedure, applied to big data, it was easier to test on hdfs, yarn and spark. For future work more data fields should be explored and tested.

The rule-based algorithm described above for rumor credibility detection in Bulgarian texts also shows promising results. All the rules described above have more that 52% accuracy. Future work can include improvement of the rules in order to include more cases in Bulgarian that contain deceptive statements.

### REFERENCES

1. Bing, L. (2010) *Sentiment Anlaysis and Subjectivity*. Invited Chapter for the Handbook of Natural Language Processing, Second Edition.
2. Kennedy, A., Inkpen D., (2006) *Sentiment classification of movie reviews using contextual valence shifters*, Computational Intelligence, vol. 22, pp. 110–125.
3. McAuley, J., Leskovec J..(2013) *Hidden factors and hidden topics: understanding rating dimensions with review text*. RecSys.
4. Holmes A., (2014) *Hadoop in practice*
5. Pentreath, N., (2015), *Machine Learning with Spark*
6. Taboada, M., Brooke, J., Tofiloski, M., Voll, K., and Stede, M. (2010). *Lexicon-based Methods for Sentiment Analysis*. Journal of Computational Linguists.
7. Hu, M and Liu, B. (2004) *Mining and summarizing customer reviews*. KDD'04.
8. Cunningham, H., Maynard D, Bontcheva K. (2011) *Text Processing with GATE*
9. Pak, Paroubek (2010), *Twitter as a Corpus for Sentiment Analysis and Opinion Mining*, 2010
10. Godbole et al (2007), *Large-Scale Sentiment Analysis for News and Blogs*

Contacts:

Faculty of Mathematics and Informatics,  
Sofia University "St. Kliment Ohridski"  
E-mail: gerganal@fmi.uni-sofia.bg  
E-mail: todort@fmi.uni-sofia.bg



## КОМПЮТЪРНО БАЗИРАНО ТЕСТВАНЕ НА ЗРИТЕЛНА ПАМЕТ ЗА ЦВЯТ

ПЕТЯ ПАВЛОВА, СВЕТЛОЗАР КАМИШЕВ

**Резюме:** *Настоящият материал описва разработка по създаване и прилагане на тест за индивидуална зрителна памет за цвят, базиран на компютърни изображения и специализиран софтуер за визуализация и обработка на данни. Указани са необходимите условия за тестване и са показани резултати за статистическа оценка на правилен избор и отклонение от оцветяването и персонална оценка на индивидуални способности.*

**Ключови думи:** *компютъризирани тестове, визуално възприятие, субективни измервания*

## COMPUTER BASED TESTING OF VISUAL MEMORY FOR COLOUR

PETYA PAVLOVA, SVETLOZAR KAMISHEV

**Abstract:** *The present paper describes a development and application of a test of visual perception and memory of colours. The procedure is based on computer images and special software for visualization and data processing. The needed environmental conditions and preliminary adjustments are also indicated. Results from statistical estimation of fidelity and personal capability for colour recognition are shown.*

**Key words:** *computerized tests, visual perception, subjective measurements*

### 1. Основни положения

За голяма част от сегашните професионалисти правилното възприятие за цвят и разпознаването на определени цветове независимо от условията на наблюдение е ценно предимство. В това число могат да бъдат посочени области на текстилната промишленост, полиграфията, някои медицински изследвания, включително и дискретната електроника. Човешкото зрение проявява специфична адаптация към яркост и цветови съчетания [1], която влияе върху верността на избора ни на цвят. Едни от ефектите са: отнемане на възприятието към по-наситен или допълнителен цвят; подтискане на усещането за ярки цветове, в зависимост от площта им .. За преодоляване на адаптацията се изисква съчетаване на природни дадености на индивида с придобиване на специфичен опит. Наред с това, все повече техническите средства

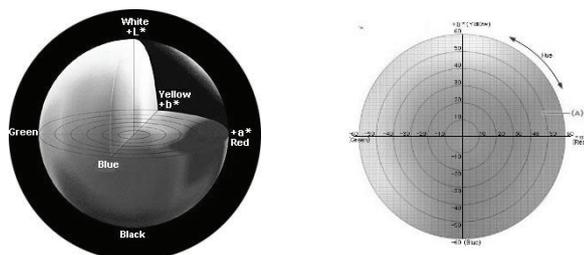
за регистрация и възпроизвеждане на изображения изискват разработени методики за съвместяване на цветовите пространства на различните свързващи се помежду си устройства. Една от процедурите за рендиране при създаване на свързващи профили в утвърдения стандарт [2] цели запазване на визуалното възприятие на цялостната картина. Необходимите пресмятания са сложни, а резултатът не винаги е оптимален. Определянето на персоналните способности на индивидите е обект на оценка и изследвания чрез специализирани тестове с възпроизводими условия. При масовото разпространение на компютърната техника, базирането на тестване процедури върху цифрови изображения предлага голямо удобство и осигурява възможност за набиране на голяма брой тествани индивиди. Последното дава

възможност и за осигуряване на представителност на статистическата извадка. Позването на компютърни изображения обаче изисква дефиниране на условия на наблюдения по отношение на околна осветление и правилна цвятова калибровка на екрана. За такава калибровка съществуват възприети цветни тестващи образци. Параметрите на всяко поле са зададени с фиксирани стойности на цвета, които подлежат на колориметрично измерване при визуализация във визуалния екран. Настройката продължава до еднаквост на зададените и измерваните стойности на полето.

Целта на настоящата работа е създаване на условия за прилагане на вече разработен тест чрез изработване на специализиран интерактивен софтуер за визуализация на цветни полета и извеждане на персонален избор с възможности за статистическа оценка на групово отклонение от вярност и индивидуални способности.

### 1.1. Колориметричен базис

По стандарт, цветовете се сравняват в основната CIE.XYZ система при абсолютни стойности на параметрите или при отчитане на относителни стойности към референтно бяло в CIE.Lab или Luv, според конкретната ситуация [3]. В случаите на оценяване на цвят при дефинираната цел, удачният избор е системата CIE.Lab. Чрез нея могат да се възпроизведат цветовете, отнесени към цвета на светлинния източник, което дава възможност да бъдат съобразени условията на поява на цветовете в компютърните изображения с калибровката към цвятова температура на монитора. Яркостта се задава с параметър L, по височината в пространство на сфера и цветност с параметри a и b, задаващи координати в кръгово сечение в сферата, перпендикулярно на височината. a и b са с положителни и отрицателни стойности, дефинирани по оси на Декартова координатна система. Абцисната ос задава координатите по a между зелено (-a) и червено (+a). По ординатна ос цветовете се изменят от синьо (-b) до жълто (+b). На Фиг. 1 са показани общ вид на системата и сечение на цветност.



Фиг. 1. Lab система и сечение на цветност

Стандартите също така дават възможност да се избере оцветяване на полетата според наличен тестер. Най-често използвания такъв [4] се състои от 18 цветни и 6 ахроматични сиви полета подредени във фиксирана последователност. В таблица 1 са дадени стойностите на CIE.Lab параметрите на цветните полета на тестера на GretagMacbeth.

Таблица 1. Стойности на параметрите за цветен тестер GretagMacbeth

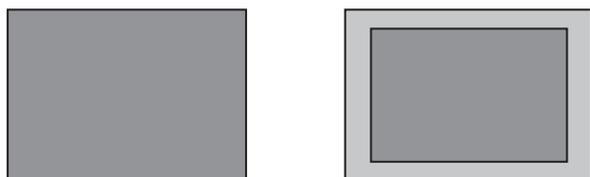
	абр.	L	a*	b*
Тъмна кожа	Ds	38	12	14
Светла кожа	Ls	66	14	17
Синьо небе	Bs	51	0	-22
Маслиново зелено	Og	43	-16	20
Светло виолетово	Lv	56	13	-25
Светло синьо-зелено	Lbg	71	-31	2
Оранжево	O	61	28	56
Виолетово	V	41	17	-42
Червено	R	51	42	15
Пурпурно	P	51	24	-22
Жълто-зелено	Yg	72	-28	57
Оранжево-жълто	Oy	71	13	65
Синьо	B	30	26	-50
Зелено	G	55	-40	32
Тъмно червено	Dr	41	49	25
Жълто	Y	81	-4	78
Мораво	M	51	48	-15
Небесно-синьо	C	51	-20	-23

## 2. Програмно приложение

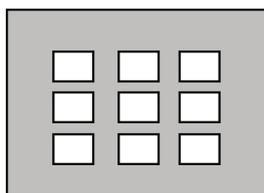
За по-лесна обработка на резултатите тестовата процедура се обслужва от специално разработено програмно приложение. Използвана е XAML технологията, с цел опростяване при създаването на потребителския интерфейс в комбинация с езика C#. Програмата генерира цветни полета според данните в Lab за цветния тестер и предварително зададени отклонения от тях. С помощта на 2 слайда, на екрана се визуализират изображения с цвят за запаметяване и изображение за избор с нюансирани области спрямо предходното поле. За смяна на изображенията е използвано динамично извикване на бутони. Програмата запълва база данни под формата на стойности на параметрите за избрани цветовете. За всеки индивид се извежда статистическа оценка за преобладаващо отклонение в цветовете по направените избори.

### 3. Описание на експеримента

Предложеният тест се провежда при наблюдение на 18 полетата на цветния тестер на монитор. Те са синтезирани в два варианта: равномерно оцветен ополе без рамка от сиво (Ng) и с рамка от сив фон (Gr). Полетата са синтезирани с максимален размер на екрана на монитора – Фиг.2. Полетата от които се прави избор са 9 на брой като комбинация от поле без отклонение и полета с отклонения в цветност и/или яркост при намалена площ –Фиг. 3.



Фиг. 2. Тестови изображения на полета с големи площи



Фиг. 3. Изображение на комбинираните полета за избор

#### 3.1. Данни за тестовите полета

Подбраните стойности на големите цветни площи са според данните в Табл. 1.

Рамкиращия сив фон е оразмерен на 2% от общата площ на екрана със стойности на цветообразуващите за средно сиво ( $R=G=B=127$ ).

Избраните отклонения в полетата за избор са само в цветност по всяка от осите на Декартовата координатна система:  $-5a, +5a, -5b, +5b$ ; и в комбинация с отклонение в яркостта и два от базовите цвята в цветността:  $-3a-3b-2L, -3a-3b+2L, +3a+3b-2L, +3a+3b+3L$ .

Наредбата на деветте полета за всеки цвят е различна.

#### 3.2. Процедура по начална калибровка

Тетсът се провежда при средно осветление, (осветеност 121-135 (мах 255)) и фиксирана цветна температура на осветлението-7500 К. Използвани са 17“ монитори, с начална калибровка към 9000 К, гама корекция 2,2. В таблица 2 са дадени ъгловите размери на наблюдаваните полета от разстояние 40 см.

Таблица 2. Ъглови размери на площите

направление област	X	Y
Голяма площ	48°	37°
Голяма площ на сив фон	46°	35°
Малка площ	5,6°	4,3°

Цветовите на монитора се настройват до съвпадение на цвета на визуализираните полета на тестера с измерените с колориметър.

#### 3.3. Тестова процедура

Тестовата процедура включва:

- наблюдение на полето с голяма площ за 4 с.;
- смяна на изображението с полетата с малки площи;
- избор на поле, което според тествания има същия цвят като преходното с голяма площ;
- преминаване към следващ цвят.

Приложените резултати са от тестване на 39 индивида на възраст между 20 и 32 г.

### 4. Резултати

#### 4.1. Работа с разработеното програмно приложение

След кликането на бутона „Играй“ се зареждат първият цвят от общо 18-те. Използван е бутон, натискането на който препраща към изображението с различните нюанси. След направения избор се зарежда следващият цвят до превъртане на всичките 18. С помощта на масив, в който се съхраняват стойностите на Lab параметрите за всеки един от нюансите изборът на някой от тях, прехвърля тези параметри за съхранение в базата от данни. Последната се използва за статистически оценки.

#### 4.2. Резултати от проведен тест

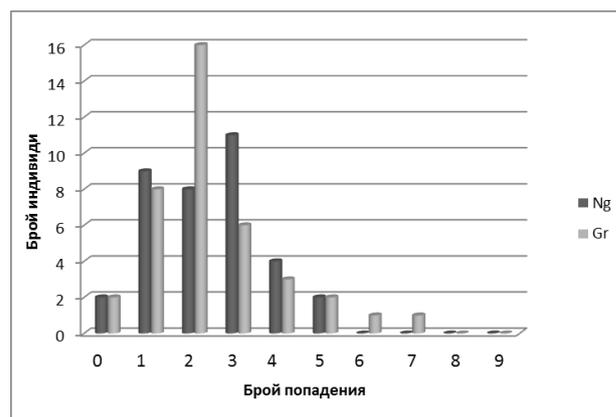
Резултатите от избора при тестване са дадени в Талица 4, като обобщено статистическо рапределение на броя избор на поле с указано отклонение. Всяко поле е представено с абревиатурата, указана в Таблица 1, параметрите за отклонениеята в малките по площ полета и броя попадения при направените тестове.

**Таблица 3. Статистическо разпределение на попаденията**

		0	+5a	-5a	+5b	-5b	+3a+3b -2L	+3a+3b +2L	-3a-3b -2L	-3a-3b +2L
Ds	Ng	12	4	1	0	3	1	8	2	8
	Gr	14	4	1	4	1	3	3	2	7
Ls	Ng	12	0	1	2	1	3	7	4	9
	Gr	10	0	0	2	2	3	6	10	6
Bs	Ng	4	2	3	9	1	1	8	2	9
	Gr	1	1	6	10	0	2	5	0	12
Og	Ng	3	2	2	3	5	1	18	2	3
	Gr	4	4	4	7	8	3	7	0	2
Lv	Ng	9	0	2	2	2	4	13	3	4
	Gr	4	2	5	9	1	4	4	4	6
Lbg	Ng	3	4	4	2	5	5	5	0	11
	Gr	4	4	2	1	11	2	9	0	6
O	Ng	10	1	1	8	4	2	4	1	8
	Gr	10	4	2	8	2	2	8	2	1
V	Ng	5	5	3	7	5	3	2	1	8
	Gr	5	4	3	7	3	8	2	1	6
R	Ng	0	10	6	2	6	6	4	1	4
	Gr	5	14	1	2	3	5	4	2	3
P	Ng	2	13	2	0	6	3	10	0	3
	Gr	4	13	1	4	5	1	6	2	3
Yg	Ng	4	2	0	6	1	4	16	3	3
	Gr	9	3	3	4	3	2	10	4	1
Oy	Ng	4	2	4	9	5	4	7	2	2
	Gr	7	5	4	3	2	1	16	0	1
B	Ng	5	5	7	8	4	0	3	3	4
	Gr	5	5	5	10	4	2	1	2	5
G	Ng	4	7	5	4	4	7	3	3	2
	Gr	2	8	7	2	2	6	7	5	0
Dr	Ng	6	4	1	0	7	8	7	4	2
	Gr	2	6	1	3	9	10	2	3	3
Y	Ng	2	7	4	4	3	3	11	3	2
	Gr	2	7	4	6	2	4	9	4	1
M	Ng	2	8	1	2	6	7	9	2	2
	Gr	0	7	2	2	6	10	4	6	2
C	Ng	3	6	1	11	1	6	8	1	2
	Gr	4	4	1	14	2	4	8	1	1

Съгласно получените данни, може да се каже, че най-лесно се разпознава цветът на кожата. Най-близкото до него устойчиво възприятие за оцветяване е към оранжев цвят. Най-подвеждаща е промяната с едновременно отклонение в яркост и цветност.

На Фиг.4 е показана графика според броя индивиди със съответния верен избор. От текущата извадка едва 4 (10%) показват способности за добра цветна памет при граница 28% верни попадения. При това, сивият фон подпомага верния избор.



**Фиг. 4. Разпределение на попаденията по индивиди**

### 5. Заключение

Настоящата работа е продължение на съвместна разработка между ТУ София, филиал Пловдив и Панонски Университет, Веспрем (Унгария) по зрително възприятие и обективно оценяване на способности при работа в областта на колориметрията.

Направената разработка понастоящем се използва за оценяване на индивидуалните способности на студентите, обучаващи се в специалност Полиграфия на ТУ София, филиал Пловдив.

### ЛИТЕРАТУРА

1. ed. Schanda J. (2006) *Colorimetry: Understanding the CIE System*, 450, CIE Central Bureau, Vienna, Austria.
2. ICC.1.2004-10, (2006). *Image technology colour management — Architecture, profile format, and data structure*, 112, International Color Consortium.
3. Publication CIE No.15.2. (1996). *Colorimetry (Second edition)*, CIE Central Bureau, Vienna, Austria.
4. Pascale, D. (2006). *RGB coordinates of the Macbeth Color Checker*, <http://www.babelcolor.com/download/>

Контакти  
 Адрес  
 E-mail: p\_pavlova@tu-plovdiv.bg  
 E-mail: kamishevforever@gmail.com



## ПРОУЧВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ДИСТАНЦИОННО ОБСЛУЖВАНЕ НА БАЗА ДАНИИ ОТ КОРОНОГРАФА НА НАО РОЖЕН

ДИМИТЪР ГЪРНЕВСКИ, ПЕТЯ ПАВЛОВА

**Резюме:** По време на научните изследвания в НАО Рожен и особено по време на изследвания и заснемане на слънчевите изригвания има нужда от съхранение и прехвърляне на получените материали. Целта на това изследване е оценка на основните фактори и създаване на изисквания към системата за предаване, съхраняване и дистанционна обработка на изображенията на слънчевата корона и създаването на първоначалната архитектура, която да изпълнява необходимите функции.

**Ключови думи:** дистанционна обработка, бази от данни, файлови формати на изображения

## STUDY OF OPPORTUNITIES FOR REMOTE SUPPORT CORONAGRAPH'S DATABASE AT NAO ROZHEN

DIMITAR GARNEVSKI, PETYA PAVLOVA

**Abstract:** During scientific research at NAO Rozhen and especially during research and capturing of solar eruptions there is need of storing and transferring of received materials. The purpose of this research is estimation of the main factors and setting up requirements to the system for transfer, storage and remote processing of the images of solar corona and creating initial architecture that perform the necessary functions.

**Key words:** distant data processing, database, image file formats

### 1. Основни положения

В процеса на научно-изследователската дейност в НАО Рожен и по-специално при изследване и заснемане на слънчевите изригвания възниква необходимостта от съхранение на получените в резултат на наблюдението материали. Данните, подлежащи на обработка, се извличат от монохромни цифрови изображения, заснети на водородна линия  $H\alpha$  - червено оцветяване. В зависимост от регистратора, изображението се оцветява чрез палитра (ако е записана само яркост) или се генерира с оцветяване в трите цветообразуващи

канала. Това задава какъв файлов формат се използва и коя информация трябва да бъде оптимално съхранена при пренос. В добавка, един и същ обект се заснема от различни места по Земята, с различни инструменти и обменът на информация за него дава възможност за по-пълно описание на съпътстващите явления. Това означава също и необходимост от апаратни средства за последващото предоставяне на получените данни на участниците в изследователския процес и/или други лица.

Целта на настоящото проучване е оценка на основните фактори, определяне на изискванията към система за пренос, съхранение

и дистанционна обработка на изображения на слънчевата корона и създаване на начална схема изпълняваща необходимите функции.

## **2. Анализ на процеса получаване на данни от изследвания**

Получаваните в процеса на наблюдението данни могат да се разделят на две групи:

- Първата група са заснетите кадри (или последователности от кадри,) които са получени от работа на коронографа с помощта на екипа, който го обслужва. Заснетите кадри са в различни цифрови формати за съхранение на изображенията, като най-често се използва JPEG и RAW

- Към втората група спадат данни които описват процеса на наблюдение, това са т.н. мета-данни. Чрез тях се задава останалата информация която е необходима на колектива, който ще обработва получените данни. Типичен пример за такива данни включва описание на: използваната система; дата на регистрация; начало и край на периода на регистрация; използвана експозиция; поредност на обработката на данните; глобална координатна система за локализация на заснемащия инструмент, както и допълнителен коментар. Информацията може да бъде част от използвания за съхранение файлов формат или да бъде предоставяна отделно.

## **3. Видове файлове формати на изображения, които се използват при изследвания**

Заснетите кадри са в различни цифрови формати за съхранение на изображенията, като най-често се използва JPEG, RAW и FITS формати.

### **3.1 JPEG**

JPEG е файлов формат, който позволява обмяна на JPEG байтови потоци между разнообразни платформи и приложения. Той не включва напреднали технологии, които могат да бъдат открити в TIFF JPEG спецификация или някой файлов формат със специфично приложение. Основната задача на упростения формат е да позволи обмяна на JPEG копресирани изображения.

Данните в JPEG(JFIF) са организирани като байтови потоци, които винаги се съхраняват в стойности (16-битови думи във формата big-endian). В JPEG данните основно се съхраняват поток от блокове, като всеки блок се идентифицира със стойност на маркера.

Първите два байта на всеки JPEG поток са Start Of Image (SOI) стойности на маркера FFh D8h. В JFIF съвместими файлове съществува JFIF APP0 (Application) маркер, като след него веднага следва SOI, също така може да има един или повече опционални JFIF сегменти с разширителни маркери, последвани от същинските данни на изображението [3].

### **3.2 RAW**

RAW е форматът на изображения, получаван от цифрови фотокамери, при който данните получени от сенсора на камерата претърпяват минимална обработка. Обикновено тези файлове не могат да бъдат редактирани директно, а се обработват от raw-конвертор, който има „широка” вътрешна цветова палитра, която позволява извършване на прецизни настройки преди файла да бъде конвертиран към JPEG или TIFF.

### **3.3 FITS**

FITS (Flexible Image Transport System) е формат за данни, който най-широко се използва в астрономията за пренос, анализ и архивиране на научните данни. Сам по себе си FITS е нещо повече от формат за изображения (JPG, GIF) и е най-вече предназначен за съхранение на набори от научни данни които се състоят от многомерни масиви (изображения) и 2-D таблици организирани под формата на редове и колони от информация.

FITS файлове се състоят от сегменти наречени Header/Data Units (HDUs), като първият HDU се нарича „първичен HDU” или „първичен масив”. Първичния масив от данни може да съдържа 1-999 размерен масив от 1,2, или 4 байтови целочислени числа (integer) или 4 или 8 байтови числа с плаваща запетая, които използват IEEE представяне. Примерен първичен масив от данни може да съдържа 1-D спектър, 2-D изображение или 3-D куб данни [2]. Мета-данните са част от самия формат.

### **3.4 IRAF и STSDAS**

IRAF и STSDAS са формати, които имат вътрешна структура на данните подобна FITS, но използват различни файлове за хедърната част и за данновата. Тези данните обикновено се пренасят и архивират като FITS, като съществуват редица инструменти за преобразуване между форматите. Последната версия (2.11) на IRAF може директно да работи с FITS файлове. IRAF файлове имат разширения .imh и .pix.

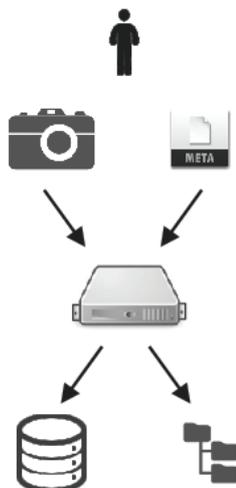
#### 4. Изисквания към системата

Обобщаването на нуждите за пренос при различните формати дава възможност изискванията към обслужваща система да бъдат сведени до:

- възможност за съхранение както на отделни изображения, така и на последователности от тях (независимо от размера на изображението)
- възможност за добавяне на мета-данни към отделните кадри и последователности от тях
- предоставяне на достъп до мета-данните/изображения от наблюдения
- възможност данните да бъдат достъпвани от различни лица, като също така да се поддържат права на потребители (до кои части от системата могат да осъществяват достъп и кои данни/наблюдения са достъпни за даден потребител)
- интеграция със системи външни пакети за обработка на изображения (IRAF, IDL и астрономически библиотеки към него)
- интеграция с други системи за съхранение и организация на изображения

#### 5. Архитектура на системата

На фиг. 1 е представен упростен модел на организацията на системата. Както е било споменато по-рано данните които се въвеждат в системата са два вида: изображения и мета-данни. От камерата на коронографа се получават снимките в избрания формат, като паралелно с това могат да бъдат въвеждани и мета-данните, които описват получените изображения. Мета-данните се въвеждат през web-интерфейса на системата, където се съхраняват в отделни директории.

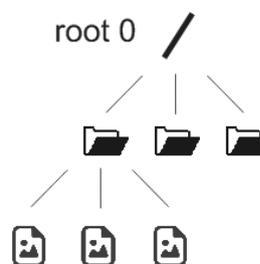


Фиг. 1. Архитектура на системата

#### 5.1 Организация на файловата структура за съхранение на изображения

Целта е създаване структура от файлове, която да отговаря на изисквания на реализираната система и да гарантира добро логическо и физическо разпределение на заснетите с коронографа материали върху дисковете на сървъра. Като се има в предвид спецификата на областта в която ще се прилага системата удачен би бил начинът на разпределение на изображенията спрямо устройствата с което са заснети и последващото им подреждане по дати (периоди).

Примерната структура на файловата организация, използвана за съхранение на изображения е представена на диаграмата по-долу. Включва: традиционно разделяне на директории, всяка от които съдържа специализирано подредени изображения.



Фиг. 2. Организацията на изображенията на диска

- друг възможен начин за организация на изображенията на сървъра на база на т.н "наблюдение" - в този случай файловете се групират ако се отнасят към едно събитие (станало в определен времеви интервал)
- използване на няколко Root директории, съдържащи файловете. Интегриране на подобна поддръжка още в началото при проектирането на системата позволява нейното последващо разрастване и по-лесна организация.
- използване на хеш функции за генериране на имената на (sha256, md5 и т.н.). По този начин се позволява както обвързване на името със съдържание на файла, така и създава възможности за валидиране на съдържанието на файла при осъществяване на достъпа до него. Също така това предотвратява въвеждането в имената на невалидни символи (каквито могат да бъдат получени от потребителите на системата). Реалните имена на файловете ще са запазени в базата от данни, която съдържа всички мета-данни.
- използване на транзакции при изпълнение на операции с изображения/мета-данни. Това ще

позволи запазване на интегритета на данните в системата и ще бъдат изключени случаи в които имаме наличие на мета-данни без изображения.

- експорт на данните от системата. Интегриране на услугите за експортиране на данните от системата позволява по-лесно предаване на данни от системата към лицата, които нямат пряк достъп до нея. Самият експорт на данни от системата включва определена извадка на част от изображенията в системата, както и мета-данни към тези изображения. Мета-данните могат да бъдат представени с помощта на някой от популярните текстови формати като XML (HTML) или JSON. Също така експортираните данни трябва да се предоставят в архивиран формат, който включва двете компоненти с цел по-лесно пренасяне.

#### **6. Предоставяне на възможности за отдалечен достъп**

Предоставяне на отдалечени услуги от системата позволява нейното и последващо интегриране с други системи и приложения. Всичките услуги които са налични в системата могат да бъдат описани с термина API (Application Program Interface) . Предоставяните услуги могат да бъдат разделени на две групи: тези които се намират в свободен достъп и тези за които е необходима аутентификация. С помощта на първите могат да бъдат достъпвани данни за които е позволен публичен достъп (опредена част от снимковия материал и част от мета-данни за наблюденията). С помощта на втората група могат да бъдат разглеждани както данните които не са публични, така и да се позволи изпълнение на определени операции върху наличните данни: стартиране на вътрешни/външни модули, които анализират данни, добавяне на нови данни към системата и др.

#### **7. Автоматично изпращане на изображения от камерата на коронографа към системата**

Съвременните цифрови камери, които се използват в процеса на работа позволяват предаване на изображения към компютъра момента на заснемането му. Използването на този механизъм позволява едновременно с предаването на изображението към компютъра и неговото изпращане към системата, която ще го обработи и то ще бъде запазено в базата данни

автоматично. За целта трябва да бъде използван допълнителен модул, който синхронизира получените на компютъра изображения със сървъра. Едновременно с предаването на изображението към сървъра се създава и базов набор от метаданни. При последваща работа потребителите на системата могат да изберат кои изображения да бъдат запазени, а кои да бъдат премахнати от системата.

#### **8. Заключение**

Като заключение на направеното проучване трябва да се отбележи, че за начални тестове на възможности могат да се използват наличните технически възможности във филиала на ТУ София в Пловдив. В частност – съществуващия сървър в лабораторията по „Компютърно зрение“ и локалната университетска мрежа. След получаване на оптимална организация, може да се търси връзка за по-далечен трансфер, директно към НАО Рожен.

#### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Rozanski N. Brown, Woods E. (2005). *Software Systems Architecture: Working With Stakeholders Using Viewpoints and Perspectives (2nd Edition)*, 580, Addison-Wesley Professional.
2. Dr. William D. Pence (2014) *A Primer on the FITS Data Format*, HEASARC (High Energy Astrophysics Science Archive Research Center)
3. Murray, James D., Van Ryper, William *Encyclopedia of Graphics File Formats, 2nd Edition*, O'Reilly
4. Prof. Ralph A.M.J. Wijers (1998), *Astronomy Exercises*

Department of Electrical Engineering  
Technical University–Sofia, Branch Plovdiv  
25 Tsanko Diustabanov St.  
4000 Plovdiv  
BULGARIA  
E-mail: [gamevsky\\_dm@abv.bg](mailto:gamevsky_dm@abv.bg)  
E-mail: [p\\_pavlova@tu-plovdiv.bg](mailto:p_pavlova@tu-plovdiv.bg)



## НЯКОИ ПРИЛОЖЕНИЯ НА РАЗШИРЕНИЯ РЕДАКТОР НА GPSS WORLD ЗА СЪЗДАВАНЕ НА УЧЕБНИ СИМУЛАЦИОННИ МОДЕЛИ

СВЕТЛАНА ВАСИЛЕВА

**Резюме:** В доклада се обсъждат някои аспекти на приложението на средата за имитационно моделиране GPSS World и нейното специално разширение Extended Editor за създаване на демонстрационни модели и използване в обучението на студентите по някои дисциплини като Операционни системи, Компютърни системи, Базы от данни и други. Класическото приложение на имитационното моделиране е за изследване на различни системи. Но новите разработки за GPSS World и „прозорците за наблюдение” на системата подсказват за големите възможности на GPSS за създаване на имитационни модели с учебна цел. Представени са примери за използване на демонстрационните възможности на Разширения редактор на GPSS World в обучението на студенти по Операционни системи и Компютърни системи.

**Ключови думи:** имитационни модели, синхронизация на процеси, транзакти, GPSS, Разширен редактор

## SOME APPLICATIONS OF THE GPSS WORLD EXTENDED EDITOR TO CREATE OF EDUCATIVE SIMULATION MODELS

SVETLANA VASILEVA

**Abstract:** The paper considers some aspects of the application environment for simulation GPSS World and its special extension Extended Editor to create demonstration models and use in the training of students in some disciplines such as Operation systems, Computer Systems, Database systems, etc. The traditional application of Imitation modeling is to investigate different systems. But the new developments for GPSS World and "windows of observation" of the system suggest the great opportunities of GPSS to create Simulation models for educational purposes. There are presented some examples of use of demonstration capabilities of Extended editor of GPSS World in teaching students of Operating Systems and Computer Systems.

**Key words:** simulation models, process' synchronization, transactions, GPSS, Extended editor

### 1. Основни положения

Системата за имитационно моделиране – GPSS World предоставя на потребителите програмни средства за взаимодействие със системата в процеса на симулационното изследване и програмни средства, реализиращи непосредствено процеса на моделиране

(синтактичен анализатор, интерпретатор на модела, моделен часовник, управление на списъците на събитията и др.). [1] В станалата вече „класическа” система за имитационно моделиране (ИМ) поради отсъствието на интегрирани средства, които изцяло да удовлетворяват изследователя, занимаващ се с

ИМ, се увеличават изискванията към нивото му на компетентност. Разширеният редактор на *GPSS World* предоставя средства и начини да се понижат квалификационните изисквания и към експерта по ИМ, и към крайния потребител, използващ създадените модели. В разширения редактор са автоматизирани повечето операции и действия при провеждането на целия цикъл имитационни изследвания. [1] и [2]

Основно ИМ се прилага при изследването на различни видове системи. Но опитът ни от работа в средата на *GPSS World* предизвика идеята, че имитационното моделиране може да се използва и като средство за обучение особено по инженерни дисциплини като Компютърни архитектури, Операционни системи [3], Бази от данни, Паралелно програмиране, Grid системи [4] и други, където се изучават теми, свързани със синхронизация на паралелната работа на процеси (транзакции).

## 2. Разширен редактор на GPSS World и Текстов редактор на моделите

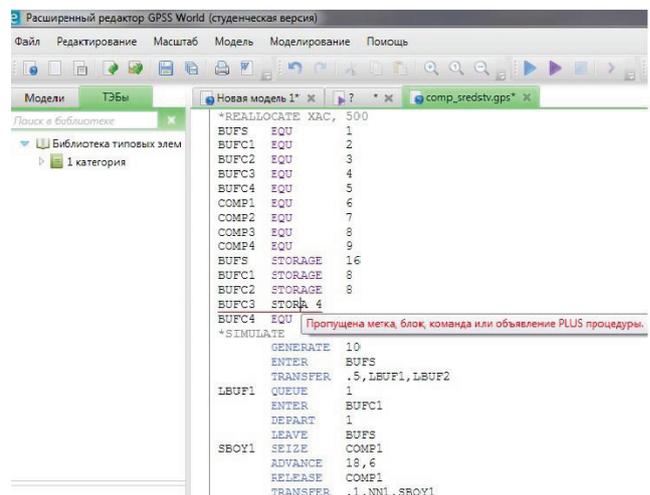
Основополагащ принцип на създаването на интегрираната система за автоматизиране на имитационните изследвания е опростяване на процесите по формулиране на целта и задачите на изследването, на разработването на модела и на използването му.” [1]

В Разширения редактор е включен многофункционален текстов редактор за GPSS модели (фиг. 1) за по-голямо удобство при работата над моделите. Със средствата на текстовия редактор може да се създават модели на „типични“ елементарни блокове (ТЕБ). (Може да се създават три вида ТЕБ: елементарен, ТЕБ-схема и ТЕБ-матрица [2] и [5]) Елементарният ТЕБ е елемент на модела от най-ниско ниво. Той представлява логически завършен елемент на моделираната система. Външно може да бъде представен като “черна кутия” и за да се определи взаимодействието му с другите елементи се задава интерфейс на ТЕБ-а (входове и изходи). [2] и [5] Логиката на работа на елементарния ТЕБ се описва със средствата на езика *GPSS World*. Създателят на модела определя логиката на ТЕБ-а в съответствие със задачите и мястото на ТЕБ-а в моделираната система. Може да се зададе име и подходящо изображение на ТЕБ-а за по-нагледно представяне в схемата на модела. [2] и [5] Това е изключително подходящо при създаване и демонстриране на модели с учебна цел. Разширеният редактор на *GPSS World* разполага с библиотека от готови модели, които могат да бъдат използвани както готови, така и за запознаване с възможностите на Разширения

редактор и редактора на формите, разработени и поддържани от “Элина компютер”. [5]

Основните привлекателни за обучението възможности на текстовия редактор са следните: - Наименованията на блоковете и командите, резервираните думи на вградения език за програмиране *PLUS*, коментарите и идентификаторите се визуализират в различни цветове за по-голяма прегледност на текста на модела; - Командите и блоковете, аргументите и коментарите се подравняват [2], [5]; - В редактора е вградена система за разпознаване обектите на модела; - Въвеждането на текста на модела се съпровожда с контекстно подсказване (както е показано на фиг. 2), което съдържа описанието на текущия операнд, или аргумент на функция и списък с подходящи стойности, получени при анализа на модела [2] и [5]. Това е удобно за студентите, а и за преподавателя, който обикновено не е специалист по ИМ.

Редакторът автоматично открива структурните грешки в модела. Операторите с грешки се подчертават с червена линия (фиг. 1), а самите грешки се показват при насочване на курсора на мишката. Поддържа се групиране на текст, което позволява да се обединяват и ако се налага да се скриват ненужни редове от модела. След създаването на модела, може да се изпълни моделирането. При моделирането е достъпен стандартния журнал, а след края на моделирането – стандартният отчет под формата на таблица.



The screenshot shows the 'Расширенный редактор GPSS World (студенческая версия)' interface. The main window displays a model with the following code:

```
*REALLOCATE XAC, 500
BUFS EQU 1
BUFC1 EQU 2
BUFC2 EQU 3
BUFC3 EQU 4
BUFC4 EQU 5
COMP1 EQU 6
COMP2 EQU 7
COMP3 EQU 8
COMP4 EQU 9
BUFS STORAGE 16
BUFC1 STORAGE 8
BUFC2 STORAGE 8
BUFC3 STORAGE 4
BUFC4 EQU Пропущена метка, блок, команда или объявление PLUS процедуры.
**SIMULATE
GENERATE 10
ENTER BUFS
TRANSFER .5, LBUF1, LBUF2
LBUF1 QUEUE 1
ENTER BUFC1
DEPART 1
SBOY1 LEAVE BUFS
SEIZE COMP1
ADVANCE 18, 6
RELEASE COMP1
TRANSFER .1, NN1, SBOY1
```

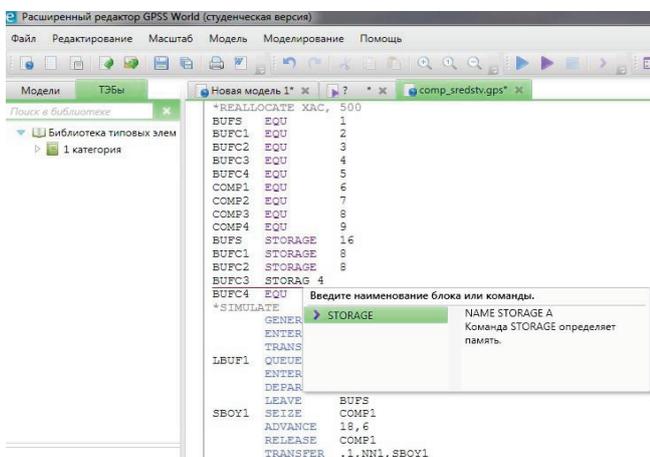
A red line highlights the error message: "Пропущена метка, блок, команда или объявление PLUS процедуры." (Missing label, block, command or PLUS procedure declaration).

Фиг. 1. Модел на изчислителна система в прозореца на Текстовия редактор с маркирана грешка в модела

Цитираните нови възможности на *GPSS World* (в частност на текстовия редактор на моделите) ни насочват към идеи за интегрирането му в учебния процес. Освен новия интерфейс, предимство на Разширения

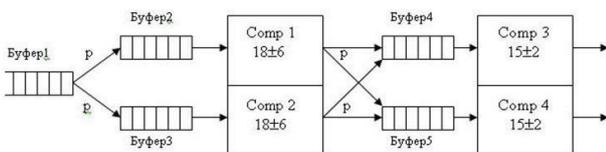
редактор и Редактора на формите е, че работят със студентската версия на *GPSS World* и всички тези среди за ИМ са безплатни.

Първият пример, който разглеждаме е от учебник по компютърно моделиране [6], но с подходящи задачи, като например представените в [7] и доработки в Разширения редактор може да се избегне представянето на моделите чрез сложните и специфични схеми на GPSS блоковете, използвани в учебни пособия като [6], [7] и други. Огромното предимство на Разширения редактор е, че за разлика от „класическата“ *GPSS World* тук прозорците, с които може да се наблюдава работата на модела са стандартно на екрана (за разлика от показаните в [3] *GPSS* модели с учебна цел, където прозорците се аранжират ръчно).



Фиг. 2. Модел на изчислителна система в прозореца на Текстовия редактор с контекстно подсказване

На фиг. 1 и фиг. 2 е показан текста на модела на изчислителна система, състояща се от 4 компютъра, обработващи пакети от данни с еднакъв приоритет. Ако структурната схема на системата, разгледана подробно в [6], представим във вид на система за масово обслужване (фиг. 3), пакетите данни може да се моделират с GPSS транзакти, компютрите – с устройства за обслужване (едноканални устройства), а входния буфер и буферите пред изчислителните устройства – с многоканални устройства и опашки (както е конструиран модела, представен в [6]).



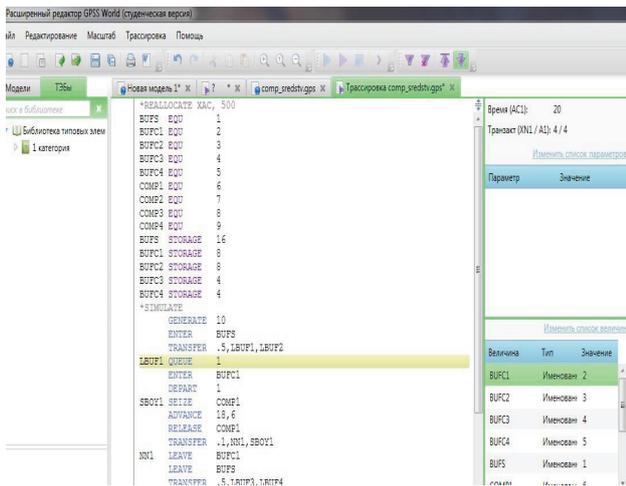
Фиг. 3. Модел на изчислителна система във вид на система за масово обслужване

Означения на фиг. 3: Буфер1 – входен буфер; Буфер2 – буфер на първия компютър, от първия сегмент на конвейера; Буфер3 – буфер на втория компютър, от първия сегмент на конвейера; Буфер4 – буфер на първия компютър, от втория сегмент на конвейера; Буфер5 – буфер на втория компютър, от втория сегмент на конвейера.

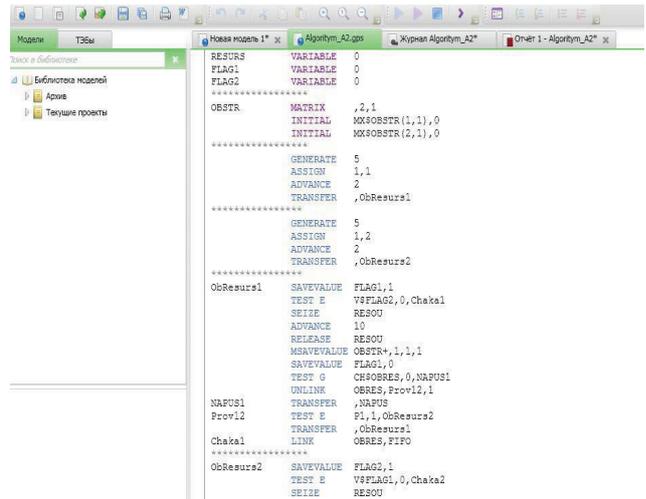
Алгоритъмът на обслужване на транзактите в модела е следния: 1) Генериране на транзакта; 2) Влизане в буфера на системата (*BUFS*); 3) Равновероятен преход към буфера на първия или втория компютър от първия сегмент; 4) Влизане в опашка 1; 5) Вход в буфера на първия компютър (*BUFC1*); 6) Изход от опашка 1; 7) Излизане от *BUFS*; 8) Заемане на първия компютър за обслужване; 9) Обслужване от 12 до 24μs; 10) Освобождаване на първия компютър; 11) Проверка на условието: има ли аварийно прекъсване? Ако ДА, то преход към т.8; НЕ – към т.12; 12) Изход от буфера на първия компютър; 13) Равновероятен преход за обработка от компютри 3 и 4 (Обслужването от компютър 2 е аналогично на командите от точки 5–12 като вместо *BUFC1* се използва *BUFC2*, вместо *COMP1* - *COMP2* и вместо опашка 1 - опашка 2); 14) Вход в буфер *BUFC3*; 15) Заемане за обслужване на компютър *COMP3*; 16) Обработка за време 13 – 17 μs; 17) Освобождаване на *COMP3*; 18) Проверка на условието: има ли аварийно прекъсване? Ако ДА, то преход към т.15; НЕ – към т.19; 19) Излизане от буфера на третия компютър (Обслужването в *COMP4* е аналогично на командите от т.14 – т.17 като вместо *BUFC3* се използва *BUFC4* и вместо *COMP3* - *COMP4*); 20) Унищожаване на транзакта.

*P* е вероятността за постъпване на пакета в някой от буферите.

Алгоритъмът на обслужване на транзактите в моделираната система може да се наблюдава в режим на трасировка. Прозорецът на постъпковото изпълнение е показан на фиг. 4. При проследяването работата на моделираната система в този режим може да се наблюдава: в горния десен панел номера на текущия транзакт и показанията на моделния „часовник“ (в моделни единици); съответно за текущия транзакт може да се видят стойностите на параметрите му (на фиг. 4 – панелът „Параметр Значение“ вдясно на екрана); стойностите на съхраняваните величини и матриците, използвани в модела се показват в долния десен ъгъл на екрана. На фиг. 4 долу вдясно се вижда списъкът на обслужваните устройства в модела, показан на фиг. 3.



Фиг. 4. Постъпково изпълнение на модела на изчислителната система в прозореца на Разширения редактор на GPSS



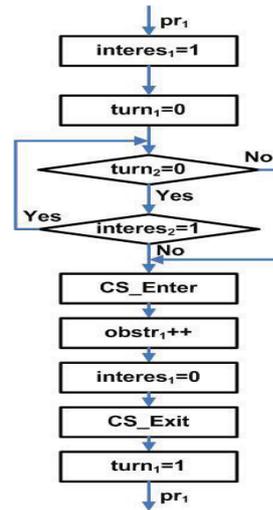
Фиг. 5. GPSS модел на алгоритъма на Питърсън в прозореца на Разширения редактор

### 3. Демонстрация на алгоритми за синхронизация на процеси с Разширения редактор на GPSS World

В Интернет може да намерим много и различни реализации на модели ([8] и др.) на алгоритми за синхронизация на процеси. Тези моделиращи алгоритми са разбираеми за студентите, тъй като са написани на широко разпространени и изучавани езици за програмиране (C++ и др.). Но тези модели са „статични” в сравнение с моделите, които може да се създадат и изпълнят с възможностите на системата за ИМ GPSS World. Сложността на проблема „синхронизация” се състои в случайността на възникване на „спорни” ситуации, определяни от взаимните скорости и моментите на прекъсване обслужването на процесите. А това може да се демонстрира достатъчно изразително с генериране на потоци GPSS транзакти (моделиращи процеси). Тази динамика не се „вижда” в намерените в Интернет учебни модели ([8] и др.) на алгоритмите на Декер, Питърсън, Дийкстра и др., написани на C++ - в тези модели се „генерират” едновременно само два процеса. Така студентите не виждат динамиката на работа на системата, което е важно за усвояването на учебното съдържание на подобен вид учебни дисциплини.

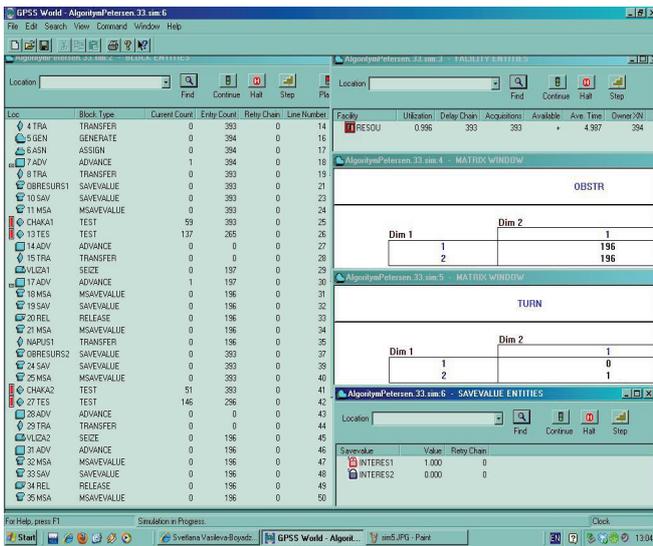
На фиг. 5 е показан текста на един модел на алгоритъма на Питърсън (GPSS моделът на алгоритъма е представен и описан в [3]).

Схемата на алгоритъм, моделиращ обработването на процеси по алгоритъма на Питърсън е показана на фиг. 6. В представения алгоритъм се предполага, че съществуват два потока процеси. На схемата е показано управлението на процеси на единия поток.



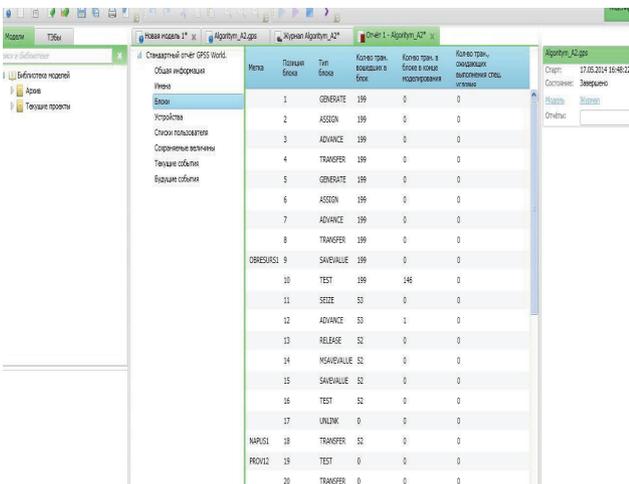
Фиг. 6. Схема на обработка на процес по алгоритъма на Питърсън

За сравнение с възможностите на Разширения редактор за демонстрация на алгоритъма за синхронизация, на фиг. 7 е показан „комбиниран” прозорец на демонстрацията на работата на алгоритъма в средата на GPSS World. В прозореца може да се наблюдава: промяната на стойностите на флаговете INTERES1 and INTERES2 (долу вдясно); промяната в стойностите на елементите на матрицата TURN, моделираща променливата turn за процесите от двата потока; прозореца на едноканалното устройство, моделиращо критичната секция (горе вдясно); прозореца на общия ресурс и действията по промяната в него на процесите от двата потока (под прозореца на едноканалното устройство RESOU). При коректно изпълнение трябва стойностите, записани от първия поток процеси да се различават с не повече от 1 от стойностите, записани от транзактите от втория поток.



Фиг. 7. Комбиниран прозорец за наблюдение изпълнението на модела на алгоритъма на Питърсън

На фиг. 8 е показан генерирания отчет от моделирането на алгоритъма на Питърсън (на GPSS модела, представен на фиг. 5). За разлика от отчета, генериран в GPSS World, всички раздели на отчета са представени автоматично едновременно на екрана и не е необходимо изследователят (преподавателят) да аранжира прозорците на отделните сегменти на отчета, както е направено ръчно за „прозореца“ на фиг. 7.

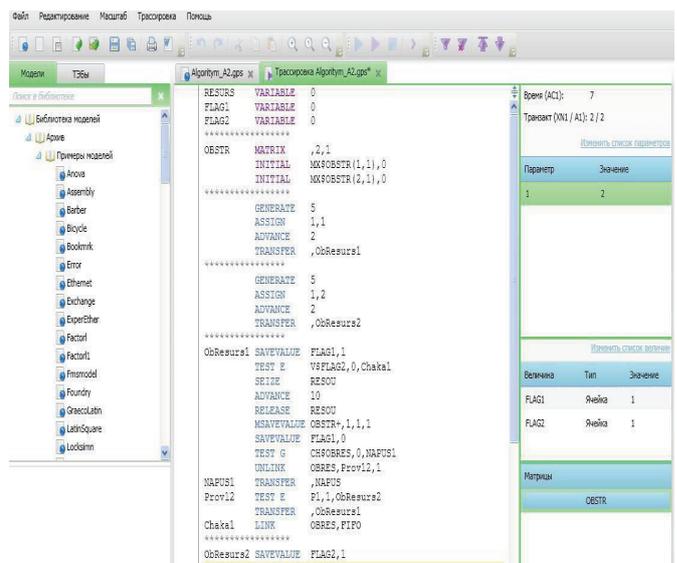


Фиг. 8. Отчет от моделирането на алгоритъма на Питърсън в Разширения редактор

На фиг. 9 е показана снимка на екрана на Разширения редактор по време на трасировка на модела на алгоритъма на Питърсън. За търсене на грешки в моделите, в редактора има вградена подсистема за трасировка [5] (механизъм, позволяващ да се събират данни за движението на транзактите и измененията на обектите на

GPSS модела през целия период на работата на модела). След изпълнението на модела може да се анализира движението на транзактите и изменението на данните. Това средство може успешно да се използва не само за търсене на грешки в модела (както са предвидили разработчиците на Разширения редактор), но и за детайлно наблюдение на работата на моделираната система. Може да се зададат по-малки граници на областта за трасиране и да се избере само необходимата последователност от блокове в модела, например, за настройка само на тази част от модела, където се предполага, че има грешка. [2], [6] Разширеният редактор дава възможност да се търси транзакт по номера му или по стойността на негов параметър и да се проследи само неговото придвижване в модела.

Прозорецът от трасировката на алгоритъма на Питърсън (фиг. 9) дава възможност да се проследят автоматично (без ръчна настройка на отделните прозорци за наблюдение) интересуващите ни стойности. В сравнение с прозореца от трасировката на алгоритъма в класическата GPSS World (фиг. 7) тук автоматично се показват прозорците (панелите) на съхраняваните величини (т.нар. Savevalues) и на матриците в модела (в долния ляв ъгъл на екрана). Освен това автоматично се показва и номера на транзакта обслужван в дадения момент от моделното време (в горния ляв ъгъл на фиг. 9). Визуализират се и стойностите на параметрите на обслужвания GPSS транзакт, моделиращ процес (фиг. 9 вляво).



Фиг. 9. Трасировка на модел на алгоритъма на Питърсън в прозореца на Разширения редактор

#### 4. Заключение

В Разширения редактор на *GPSS World* се автоматизират голям брой операции и действия по време на симулационното изследване. [1] Автоматизираното създаване на симулационни модели, „стандартния комбиниран прозорец“ за наблюдение изпълнението на модела и удобният графичен интерфейс на редактора, го правят изключително подходящ за учебни демонстрации на работата на различни системи.

От друга страна, необходимо е обучението по дисциплини като Операционни системи, Компютърни системи и мрежи, Информационни системи да бъде по-атрактивно и обновявано с различни демонстрации на изучавания материал. Предложените тук модели след необходимата верификация и настройване могат да служат за визуализация на междупроцесорна комуникация при изучаването и на други дисциплини като цитираните. По наше мнение средата на Разширения редактор на *GPSS World* може да се използва за бъдещи разработки на широк клас алгоритми за синхронизация.

По-задълбоченото използване на възможностите на Разширения редактор на *GPSS World* за демонстрация на алгоритми и тяхното интегриране в учебния процес може да повиши качеството на обучението на студентите.

Работата в това направление ще продължи с анализ и приложение и на други среди за ИМ на “Элина Компьютер” [5] като например Универсалния редактор на формите, който предоставя още по-богати възможности за демонстриране работата на различни системи и алгоритми: специални форми за наблюдаване динамиката на изменение на показателите на модела по време на симулацията; построяване на сценарии за 2-D анимация; автоматизирано изграждане на планове на експериментите по избрани фактори и граници на изменението им; интерактивен анализ на резултатите от експеримента по динамични форми, по анимационен запис на симулацията и диаграмите на изменение по време на експеримента по предварително избран системен числов атрибут от *GPSS* модела; наличие на база от данни за входните данни и за резултатите от експериментите.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Власов, С., Девятков, В., Исаев, Ф. и Федотов, М. (2012). Имитационные исследования с использованием GPSS WORLD – новые возможности. *Автоматизация в промышленности*, № 7. с. 3–8.
2. Федотов, М., Девятков, В. (2013). САИИ для профессионалов – развитие возможностей расширенного редактора GPSS World. *Сборник докладов шестой всероссийской научно-практической конференции „Имитационное моделирование. Теория и практика” (ИММОД-2013)*. Том 1, Изд. “ФЭН” Академии наук РТ, Казань, с. 356-360.
3. Vasileva, S., Kapinchev, K. (2012). Some Simulation Models of Process' Synchronization for Educational Purpose. *International Conference on Application of Information and Communication Technology and Statistics in Economy and Education - 2012*, UNWE, Sofia, Bulgaria, pp. 474-483.
4. Георгиев, В. (2012). *Grid системи. Симулационно моделиране с GPSS*. <http://ci.fmi.uni-sofia.bg/VasilGeorgiev/datagrid/grids13.pdf>.
5. Элина компьютерь. (2011). *Расширенный редактор имитационных моделей для языка GPSS World*. Руководство пользователя. Казань, ООО „Элина компьютерь”, [www.elina-computer.ru](http://www.elina-computer.ru)
6. Компьютерное моделирование. (2013). *Моделирование в GPSS World*. <http://www.intuit.ru/studies/courses/643/499/lecture/6490?page=5>
7. Романски, Р. (2013). *Компютърно моделиране*. [http://www.tu-utc.com/Webpages/E\\_learning/CompModeliranje/KMod-Labs/KMod-Lab\\_2.pdf](http://www.tu-utc.com/Webpages/E_learning/CompModeliranje/KMod-Labs/KMod-Lab_2.pdf)
8. Информатика. (2011) Лекции и материали. <http://www.bg-informatika.com/2011/07/22.html>.

Контакти – Светлана Василева  
Адрес: Шуменски университет „Епископ Константин Преславски”, Колеж-Добрич, ЖК „Добротица” 12  
E-mail: [svetlanaeli@shu.bg](mailto:svetlanaeli@shu.bg)



© Journal of the Technical University – Sofia  
Plovdiv branch, Bulgaria  
“Fundamental Sciences and Applications” Vol. 21, 2015  
International Conference on Engineering, Technologies and Systems  
TECHSYS 2015  
BULGARIA

## ИЗГРАЖДАНЕ НА IPTV СИСТЕМА ЧРЕЗ WINDOWS MEDIA® ПЛАТФОРМА

ВЛАДИМИР ДИМИТРОВ, НАДЕЖДА СТРАЖАКОВА

**Резюме:** В статията се разглежда изграждането и изследването на IPTV система, базирана на Windows Media платформа. Чрез използване на нейните възможности е конфигурирана IPTV система, излъчено е мултимедийно съдържание по мрежата и е анализиран предавания трафик. За целта на експериментите са използвани предварително конвертирани клипове в цифров формат. Източникът на видеото е хард дисково устройство.

**Ключови думи:** IP ТВ, Windows Media платформа, Windows Media енкодер

## DEVELOPMENT OF IPTV SYSTEM THROUGH WINDOWS MEDIA® PLATFORM

VLADIMIR DIMITROV, NADEZHDA STRAZHAKOVA

**Abstract:** This article examines the construction and testing of IPTV system based on Windows Media Platform. Using its capabilities, IPTV system is configured to broadcast multimedia content over the network and this traffic is analyzed. For the purpose of the experiments were used previously converted videos in digital format. The source of the video is a hard drive.

**Key words:** IPTV, Windows Media Platform, Windows Media Encoder

### 1. Въведение

IPTV (Internet Protocol Television) е услуга, предназначена за защитено предоставяне на висококачествено телевизионно съдържание и/или видео до поискване по широколентова мрежа. [1] IPTV е термин, който се прилага за предоставяне на традиционни телевизионни канали, филми и видео съдържание по частна IP мрежа. От гледна точка на крайния потребител, IPTV изглежда и работи само като стандартна платена телевизионна услуга. Официалното определение одобрено от Международната Телекомуникационна организация (ITU) с фокус група IPTV (ITU-T FG IPTV) е следното:

IPTV се определя като мултимедийна услуга - телевизия / видео / аудио / текст / графика / данни, предоставени по IP базирани мрежи, създадени да осигурят необходимото ниво на качество на услуга, сигурност, интерактивност и надеждност. [1]

От гледна точка на доставчика на услуги IPTV обхваща придобиване, обработка и сигурна доставка на видео съдържание по IP базирана мрежова инфраструктура.

### 2. Windows Media платформа [3]

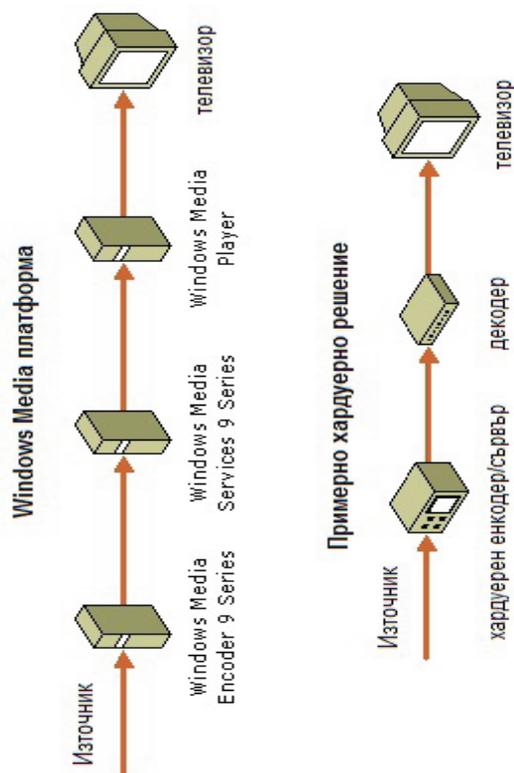
Windows Media платформата може лесно и автоматично да образува и предава аудио и видео потоци по големи, бавни и ненадеждни обществени съобщителни мрежи, както и по малки, бързи частни мрежи. Компонентите на платформата се използват в широка гама от продукти и системи – от портативни устройства с ниска пропускателна способност, интернет радиостанции до устройства с висока детайлност при излъчване на филмово съдържание в кината. Поради тази възможност за лесно адаптиране към произволен брой мрежи и възпроизвеждане на средата, Windows Media платформата и нейните компоненти осигуряват

идеална среда за предоставяне на висококачествена услуга за IPTV потребителите.

### 3. Windows Media платформа и IPTV

Въпреки че, Windows Media платформата може да се използва по много различни начини в настоящата статия се разглеждат функциите ѝ, които се прилагат към телекомуникационна IPTV система.

Тя остава една от най-достъпните и конвенционални платформи за развитие на IPTV решения. Възможността ѝ за интегриране на множество специфични допълнения към дадено IPTV приложение и голямото количество достъпна документация, способстват за избора на Windows Media платформата [4]. Тя е проектирана да работи ефективно при IP мрежи с различно качество. Компонентите ѝ могат да бъдат настроени да се възползват от предимствата на мрежовите условия, с цел оптимизиране на ресурсите и претоварванията на мрежата като намаляване на необходимостта от корекция на грешки и буфериране. Те могат да се свържат и конфигурират по най-различни начини, за да се създадат решения за пълна цифрова среда на доставка от край до край. Например, може да се създаде решение, което интегрира хардуерен енкодер, който излъчва потоци директно към цифров декодер Set-Top Box, както е показано на фигура 1.



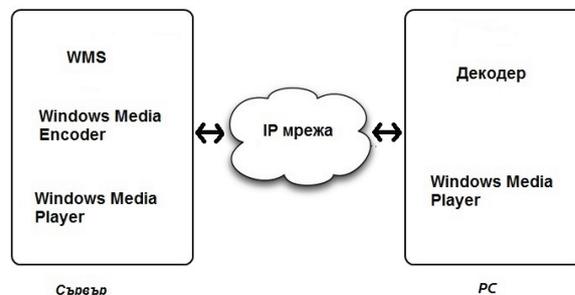
Фиг. 1. Пример за две IPTV решения от край до край [3]

Windows Media Services решението от горната фигура е в състояние да предава в режим уникаст или мултикаст до Windows Media Player и може да излъчва в реално време или видео до поискване. Хардуерното решение е предназначено само за предаване на мултикаст съдържание в реално време, директно към STB. [3]

### 4. Изграждане на IPTV решение

В статията е предложена IPTV система, работеща с компютри с Windows операционна система. Използва се девета версия на Windows Media платформата, включваща Windows Media Encoder, Windows Media Services и Windows Media Player.

Съвременния технологичен капацитет на сигурността е вграден в Windows Media Services. Механизми за автентикация и оторизация гарантират сигурно прехвърляне на данни от енкодер към сървър, от сървър към сървър и от клиент към сървър [2] [5]. За целите на работа е използвана виртуална машина с Windows Server 2003 и Windows Media Services. Виртуалната машина разполага със следните ресурси: процесор Intel Core i3, RAM памет 1GB, мрежова карта, дисково пространство 12 GB, звукова карта, видео контролер. Обобщена схема на опитната конфигурация е показана на фигура 2.



Фиг. 2. Опитна постановка на изследваната IPTV система

Тя съдържа следните компоненти:

- Излъчващ източник – Windows Media Services поддържа канали, по които се излъчва IPTV съдържанието.
- Излъчващ енкодер – Входен цифров поток с висока скорост от източника (дисково устройство) се конвертира към изходен компресиран и форматиран поток за предаване по IP мрежа. Енкодера е софтуерна програма, която се изпълнява на виртуалната машина, но би могла да се замени от специфично хардуерно устройство. Хардуерното устройство може да включва функционалност, която му позволява да върши същата работата като медия сървър.

- Излъчваща поточна система – Медия сървър, който е източник на редица кодирани потоци за излъчване до клиенти в мрежата. Сървърът може да осигури предаване на мултикаст или уникаст потоци.

- Локална мрежа – IP мрежа, свързваща сървъра с клиентския компютър.

- Потребителски компютър – Преобразува потока от данни в сигнал, който се визуализира на дисплея. Сигналът може да бъде SDTV или HDTV. Проведени са изследвания при видео със стандартна и видео с висока резолюция. SD видеото притежава следните характеристики:

- Видео-резолюция 512 x 384, максимална битова скорост (total bit rate) 1287 kbps, 23fps;

- Аудио- битова скорост 121 kbps, 2 канала (stereo), скорост на семплиране 48 kHz. HD видеото притежава следните характеристики:

- Видео-резолюция 1280 x 720, максимална битова скорост (total bit rate) 1381 kbps, 24fps;

- Аудио- битова скорост 330 kbps, 6 канала (stereo), скорост на семплиране 48 kHz.

Резултатите от предавания трафик през енкодера са представени в табличен вид, съответно в таблици 1, 2, 3 и 4.

Таблица 1. SD аудио

Аудио вход		Аудио изход		Комбинирана битова скорост	
Sampling rate	48 kHz	Sampling rate	48 kHz	Max. bit rate	937.02 kbps
Channels	2	Channels	2	Current bit rate	908.44 kbps
Samples dropped	0	Max. bit rate	128.02 kbps	Avg. bit rate	917.00 kbps
		Current bit rate	128.02 kbps		
		Avg. bit rate	128.02 kbps		

Таблица 2. HD аудио

Аудио вход		Аудио изход		Комбинирана битова скорост	
Sampling rate	48 kHz	Sampling rate	48 kHz	Max. bit rate	1518.02 kbps
Channels	2	Channels	2	Current bit rate	1459.62 kbps
Samples dropped	0	Max. bit rate	128.02 kbps	Avg. bit rate	1405.77 kbps
		Current bit rate	128.02 kbps		
		Avg. bit rate	128.02 kbps		

Таблица 3. SD видео

Видео вход		Видео изход			
Width & Height	512 x 384	Width & Height	512 x 384	Max. bit rate	800.00 kbps
Max. fps	23.98	Max. fps	23.00	Current bit rate	780.42 kbps
Current fps	24.00	Current fps	24.02	Avg. bit rate	788.99 kbps
Total frames	33956	Total frames	21.61	Pre-comp drop	0
Frames dropped	0	Frames dropped	0	In-comp drop	0
				Post-comp drop	0

Таблица 4. HD видео

Видео вход		Видео изход			
Width & Height	1280 x720	Width & Height	1280x720	Max. bit rate	1381.00 kbps
Max. fps	23.98	Max. fps	23.98	Current bit rate	1331.61 kbps
Current fps	13.00	Current fps	14.46	Avg. bit rate	1277.75 kbps
Total frames	5277	Total frames	14.46	Pre-comp drop	0
Frames dropped	0	Frames dropped	43	In-comp drop	43
				Post-comp drop	0

### 5. Заключение

Предложеното решение за IPTV система е базирано на продуктите на Microsoft. От направените експерименти може да се направи извод, че използването на Windows Media Encoder предоставя широк набор от възможности за кодиране на аудио и видео данни. Това е важен показател тъй като работата в глобалната мрежа предполага свързаност с различни мрежи, предлагащи различни скорости. За работа с такива мрежи е необходима гъвкавост от страна на излъчващата система, изразяваща се във възможност за работа с различна степен на компресиране на предаваната информация с цел постигане на максимално възможно качество.

В таблици 1, 2, 3 и 4 са представени резултати от проведените експерименти. Вижда се, че скоростта на потока при излъчване на видео с висока резолюция е по-висока от тази за поток със стандартна резолюция. Това се дължи на подбраните параметри на енкодера, целящи запазване на приемливо качество на

излъчваното съдържание при намаляване на изискванията към преносната среда.

От резултатите е видно, че по-голямата част от трафика, генериран за IPTV се пада на видео данните. На данните за аудио се падат под 16% от общия поток. При последващо намаляване на скоростта на потока започва по-силно да се забелязва влошаване на качеството на картината.

Като недостатък може да се посочи, че Windows Media Server работи само с видео формат .wmv. При наличен файл в друг формат, същият трябва да бъде предварително конвертиран към .wmv. Също така биха могли да се постигнат и по-добри резултати ако се използват хардуерни устройства.

Направените експерименти показват, че реализацията им е по силите на ниско бюджетни организации – цената на лиценз за Windows Server Standard или Enterprise издание възлиза на около 600\$.

Като следваща стъпка може да се предложи изследване на IPTV системата и поведението ѝ в реална мрежова среда.

### ЛИТЕРАТУРА

1. G. O' Driscoll (2008) *Next Generation IPTV Services and Technologies*, John Wiley & Sons, New Jersey
2. Stanek, W. R. (2006) *Microsoft Windows Server 2003 Administrator's Pocket Consultant, Second Edition*, Microsoft Press, Redmond, Washington
3. ITU-T Newslog (2006) *IPTV Standardization on Track Say Industry Experts*. Available at: <http://www.itu.int/ITU-T/newslog/IPTV+Standardization+On+Track+Say+Industry+Experts.aspx>
4. Петров, Г.К., Славински, А.Д. и Богомилов, И.И. (2009) Дизайн и изследване на трафичните параметри и възможностите на IPTV решение за HDTV, Доклади от конференция Телеком
5. Flying Colors Interactive, LLC (2006) *Programming and Distributing IPTV Channels using the Flying Colors eTV Solution*

Department of Computer Systems  
 Technical University – Sofia  
 8 Kliment Ohridski Blvd.  
 1000 Sofia  
 BULGARIA  
 E-mail: vldimitrov@tu-sofia.bg  
 E-mail: nadejdastr@gmail.com



## СОФТУЕР ЗА ОТКРИВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА МНОГОНИШКОВО ИЗПЪЛНЕНИЕ НА ПРОГРАМИТЕ

МАРИЯ МАРИНОВА

**Резюме:** *Използването на кеш на различни нива в процесорите позволява използването на многонишковия модел за програмиране. За максимално натоварване на процесора и създаване на оптимален брой нишки е необходимо използване на Intel VTune Performance анализатор. Този анализатор предлага група от семплиращи техники за наблюдение и анализ на програмната производителност.*

**Ключови думи:** *многонишков програмен модел, семплиране, честота на непопадение в кеша*

## SOFTWARE TOOLS FOR MULTITHREADED EXECUTION OF PROGRAMS

MARIA MARINOVA

**Abstract:** *Using of cache from different levels gives an opportunity of programmer to building multithreading programs without data dependencies. In this paper is shown how to find hotspots in programs with Vtune Analyzer and techniques for avoiding them.*

**Key words:** *multithreading program model, hotspots, coldspots*

### 1. Основни положения

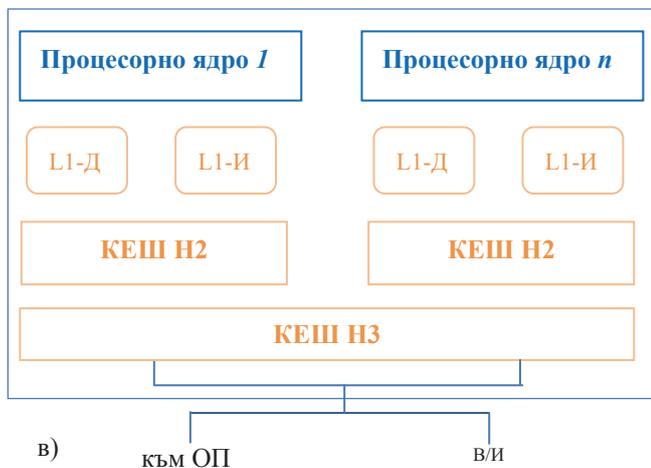
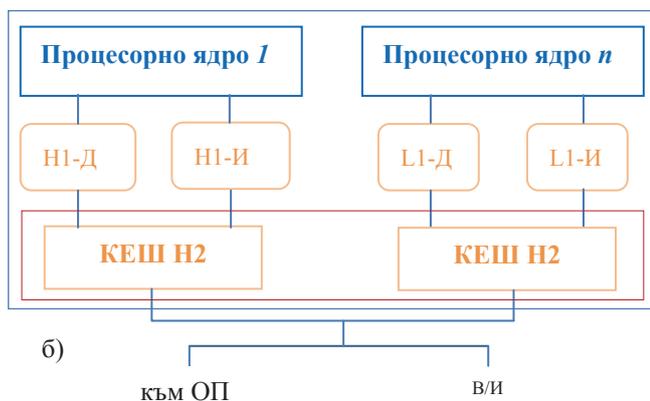
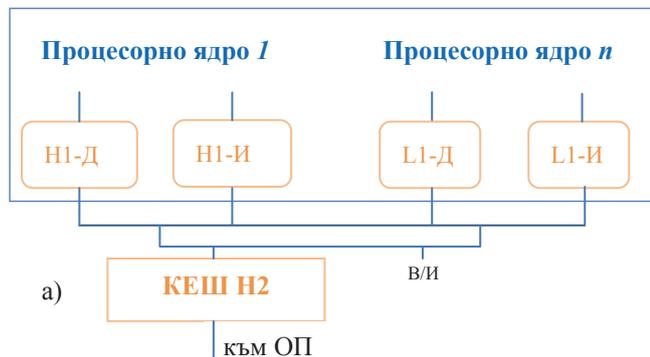
Съвременните технологии позволяват да се взаимстват принципите на изпълнение на програмите в суперкомпютрите. Използват се многоядрени и хетерогенни процесорни архитектури, които предоставят и възможностите за използването на различни програмни модели при изпълнението на програмите – фиг.1.

Взависимост от как е реализиран достъпът до паметта и начина на свързване на ядрата съвременните процесори могат да използват един или комбинация от програмните модели показани на фиг.2. Различните конфигурации се определят от това кеш от различните нива (Н1, Н2) дали ще се интегрира в чипа и какъв кеш ще се използва – обединен (КН2) или разделен (Н1-И) за данни и инструкции (Н1-Д).

В зависимост от хардиерната архитектурата съществуват основно два програмни модела – *message-passing* и *програмиране с обща памет* - фиг.2 (*multithreading*). При програмния модел „предаване на съобщения“ (фиг.2а) е необходимо програмата да се копира на всеки един пзел, които изпълнява последователните части от кода и само часта от паралелния участък зададен от MPI инструкциите.

Към днешен момент най-често програмите се пишат като последователни (serial code) и се изпълняват от съвременните многоядрени компютри в multitasking режим. Има програмни езици, които предоставят възможности за програмирането на ниво нишки, като Java, С# или да се използва PThreads в програми, написани на С++. При тях има специален клас, чрез който се задават и манипулират множеството нишки. За разлика от

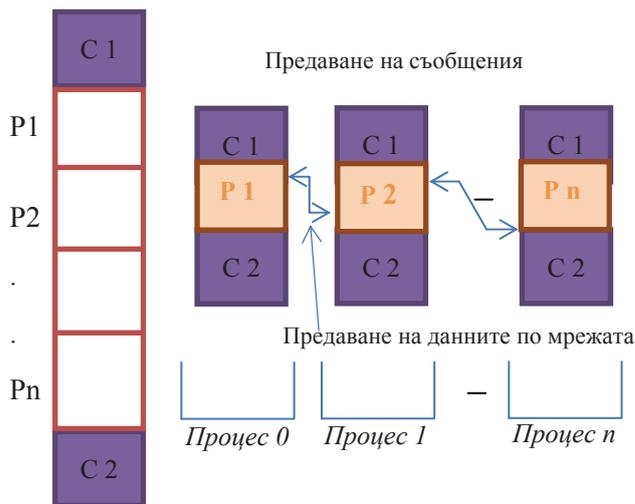
тези езици OpenMP (фиг.2б) е стандарт за програмиране с обща памет и представлява приложно програмен интерфейс (API) за паралелно програмиране на мултипроцесори.



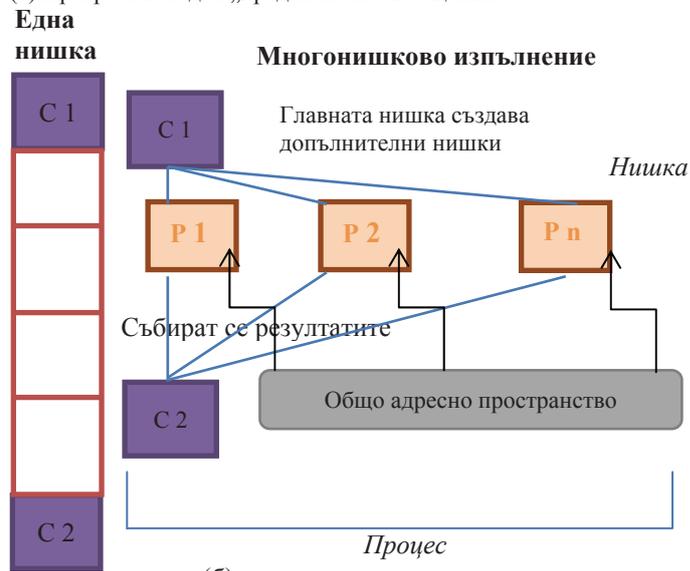
Фиг. 1. Различни конфигурации процесорни архитектури.

OpenMP работи в комбинация с Fortran, C, C++ и включва множество директиви за компилатора и библиотеки от поддържащи функции. Използва модела за разпаралеляване fork/join – програмата се изпълнява последователно като има само една главна нишка т.нар. master докато не се появи директива към компилатора #pragma, с която се задава, че следва код, който ще се изпълни едновременно на няколко нишки. За целата главната нишка създава нови нишки и

по този начин най-често се покрива изпълнението на итерациите на цикъла. Всяка нишка има свой изпълнителен контекст – адресно пространство на променливите, до които нишката може да осъществява достъп. Изпълнителният контекст съдържа статични променливи, динамично разпределени структури, и променливи от run-time стека. В допълнение съдържа собствен допълнителен run-time стек за рамките на функциите, които извиква. Удобството при програмирането с OpenMP се дължи на възможността всяка нишка да има локални променливи.



(а) Програмен модел „предаване на съобщения“



(б) многонишков модел

Фиг. 2. Програмен модели

Използват се анализатори на програмите, с цел откриване на участъците, които забавят изпълнението ѝ. За подробен анализ на изпълнението на многонишковите програми се използва софтуерният инструмент Intel VTune Performance Analysis.

## 2. Анализирани на изпълнението на паралел-ни програми с софтуерната техника Intel VTune Performance

Всяка програма може условно да се раздели на две части: едната подлежи на оптимизация (*hotspots*) и часта, която не подлежи на оптимизация (*coldspots*). Примери за „тесни места“ са тези участъци от програмата, които изискват много изчисления, отнемат значителната част от изпълнението на цялото приложение. Фината настройка и оптимизация на кода е особено ефективна в големи приложения, извършващи обработка на големи обеми данни, математически изчисления, както и при пресмятане на звук и изображение. Вече можете с минимални усилия да откривате и премахвате «тесните места» в своите приложения, да ползвате нагледен графичен интерфейс за платформи Windows, тясно интегриран със среда за разработка Visual Studio .NET. Средствата за бърза детайлизация помагат моментално да се премине към проблемните редове сорс код. Използваната функция за семплиране помага да се получат максимално достоверни сведения за работата на приложението с минимални изкривявания при измерванията. Фиксирането на състоянието на процесора помага да се определят проблемите от рода на загуба на информация от кеша. Функцията за анализ на ключови точки „Hotspots Analysis“ позволява да се прегледат резултатите от семплирането по време и по събития с няколко нива на изобразяване, да се показват подробни сведения за отделни процеси в операционната система, за потока, за работещия модул, функция/метод, конкретен ред в кода или за отделна инструкция на машинен език или на асемблер, което помага ясно да се идентифицират проблемите в работата на програмата.

Софтуерът Intel VTune включва: модул семплиране, модул Graph Call, модул Counter Monitoring, Quick Performance Analysis. Различните модули се използват за различни параметри на програмите. Например може да използваме семплиране или callgraph техники, за да определим проблемните места в кода (алгоритмите). Използваме Quick or Complete Performance Analysis wizard, за да изследва със sampling data collector. На ниво приложение трябва да се наблюдава само събитието Clocktick. Ако се интересуваме и от микроархитектурното ниво, може да наблюдаваме и други събития при това изследване. Търсим области в кода с високо показание на Clocktick брояча. Преминаване

към *source view*, за да изследваме алгоритмите, които могат да се подобрят.

Отправната точка при оптимизация на дадено приложение, е уточняване на целите, които си поставяме. Изяснените цели ни помагат да изберем необходимата стратегия, която ще постигнем без много усилия. Ако се интересуваме от последните технологии в процесорите, можем да насочим вниманието си към съобразяване на софтуера с предимствата на новите процесори. Като например използването на HYPER-THREADING технологията в процесори, които поддържат многозадачни и изградени от няколко нишки приложения.

Основната методология за оптимизация, започва на системно ниво и продължава в дълбочина, като достига микроархитектурното ниво. Ако не сме определили целите си, трябва да реализираме анализа ниво по ниво в следния ред – от най- ниското до най- високото ниво:

-Високо ниво – системата;

-Междинно ниво – приложения, програми ;

-Ниско ниво - микроархитектура;

Първо трябва да се провери дали няма тесни места на системно ниво. Веднъж като се подсигури инициализацията на процесора да е оптимална, трябва да се насочи вниманието към тесните места в самото приложение. След това към тесните нива в микроархитектурата. Основното правило, което трябва да се спазва е, че ще достигне по-добър резултат в производителността, работейки на високо ниво, отколкото ако се инвестира същото време в работа на по – ниско ниво. Ако се следват тези стъпки, ще се достигне най – добрия резултат за най – кратко време. Например, ако се започне с работа върху микроархитектурното ниво на процесора, се използва само 10% от времето, поради тесни места на системно ниво, то увеличаването на скоростта на микроархитектурно ниво с 50% ще доведе до подобрене само с 5% на производителността. Преди да се правят промени и след като се направят големи промени в приложението, трябва да проверим заетостта на процесора, за да установим дали приложението натоварва процесора, натоварва повече входно – изходната система или е някъде посредата. При положение, че натоварването на процесора е:

- Ниско при еднoproцесорна система (без HYPER-THREADING технология) – приложението има

много тесни места: на системно ниво (мрежа, диск, използване на паметта и др.);

- Ниско при един или няколко процесора при многопроцесорни системи (или при еднопроцесорна система с HYPER-THREADING технология) – приложението отново има много тесни места на системно ниво и също приложението работи само с една нишка или работи с няколко нишки, които не използват ефективно наличните процесори;
- Високо при всички процесори – приложението натоварва процесора максимално;

Има 3 основни стратегии за подобряване на производителността на едно приложение. Всяка една оказва ефект върху натоварването на процесора.

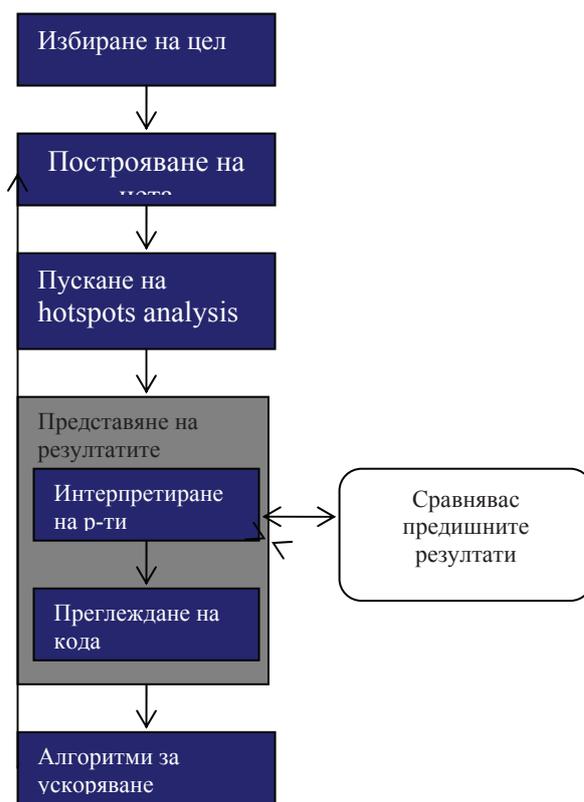
(1) Балансиране на входно – изходните операции и изчисленията. Когато натоварването на процесора е ниско, защото той изчаква входно – изходните операции да приключат, балансирането на вход/изход и изчисленията ще подобри приложението. Това се прави на системно ниво и ниво приложение;

(2) Подобряване на нишковия модел. Превръщайки еднонишково приложение в многонишково или подобряване на нишковия модел в приложение от няколко нишки е техника на ниво приложение, която може да подобри производителността, като се използват по – ефективно всички възможни процесорни ресурси. Това обикновено повишава натоварването на процесора;

(3) Подобряване на ефективността на изчисленията. Използването на различни методи при изчисленията може да повлияе на производителността. Това се прави на ниво приложение и микроархитектурно ниво;

Когато се направят някои подобрения на системно и програмно ниво, натоварването на процесора ще се увеличи и фокусът може да се насочи към микроархитектурното ниво. По същия начин след работа върху програмното и микроархитектурното ниво натоварването на процесора да се е понижило и трябва да се насочим пак към системното ниво. Установено е, че може да се постигне подобрене на производителността до три пъти при подобрене на системно ниво, до два пъти при програмно

ниво и до 1,1 – 1,5 пъти при микроархитектурно ниво. На фиг. 3 са показани методите и стъпки при откриване на т. нар. “hotspots”.



Фиг. 3. Методи за откриване на проблемни зони в кода.

### 3. Оптимизиране на многонишкови програми

Най-често в програмите се разпаралеляват циклите. В зависимост от приложението понякога ако се инвертират циклите ще се увеличи параметъра попадение в кеша. Паралелните алгоритми, които използваме за тестване с Intel VTune софтуера са множеството на Манделброт и умножението на матрици.

**Манделброт множеството** е набор от комплексни числа дефинирани по следния начин:

$$M = \left\{ c \in \mathbb{C} \mid \lim_{n \rightarrow \infty} Z_n \neq \infty \right\} \quad (1)$$

където:

$$Z_1 = 0$$

$$Z_n = Z_{n-1}^2 + c$$

При този алгоритъм последователност от всички комплексни числа, които изпълняват

условието по-горе, а именно – ако стойността на функцията  $Z_n$  за стойността на  $c$  не е безкрайност, когато  $n$  се доближава до безкрайност, тогава  $c$  принадлежи на редицата. Първият член на редицата е 0, вторият е  $c$ , а всеки следващ е функция от предходния:

$$f(x) = x^2 + c \quad (2)$$

Когато заместим във формулата  $c$  комплексно число от множеството на Манделброт, получената редица ще бъде ограничена иначе когато  $c$  е комплексно число, което не е елемент на множеството на Манделброт, редицата ще бъде неограничена. Комплексните числа са двумерни т.е. състоят се от две части – реална и имагинерна. В математиката те се представят в квадратна координатна система, където  $x$  представя реалната част на числото, а  $y$  – имагинерната (напр.  $1-2i$ , ще бъде точка с координати  $x=1$  и  $y=2$ ). За определяне дали дадено комплексно число  $c$  е елемент на множеството, трябва да се определи дали следната безкрайна числова редица е ограничена, когато броят на членовете е безкраен.

$$0, c, c^2 + c, (c^2 + c)^2 + c, \dots \quad (3)$$

Съществува алгоритъм, който може приблизително да определи дали дадено число е елемент от множеството. Алгоритъмът изчислява краен брой елементи от редицата (брой итерации). За всеки от тях се проверява дали се намира извън окръжност с център началото на координатната система и краен радиус. Ако някой член от редицата премине извън този радиус, това означава, че редицата не е ограничена, а от това следва, че комплексното число  $c$  не е елемент на множеството на Манделброт. В противен случай числото *може би* е елемент на множеството. На фиг.4 е даден част от програмата, която е разпаралелена на OpenMP.

Традионният метод за умножение на матрици е известен още като алгоритъм на Thomas (Llewellyn Thomas). То е проста форма на Gauss елиминиранието, което се използва за решаване на система от уравнения.

Горният метод е известен още като умножение „ред по стълб“, т.е. всеки ред от първата матрица  $A$  се умножава с всеки стълб от втората матрица  $B$ , за да се получат всички елементи на произведението  $AB$ .

```
double mandelbrot_set(double sx,double sy,double
scale)
{
    double start_time,end_time;
    float REALMAX =1*scale+sx, REALMIN =-
2*scale+sx,IMAGMIN =-1.2*scale+sy, IMAGMAX =
1.2*scale+sy;

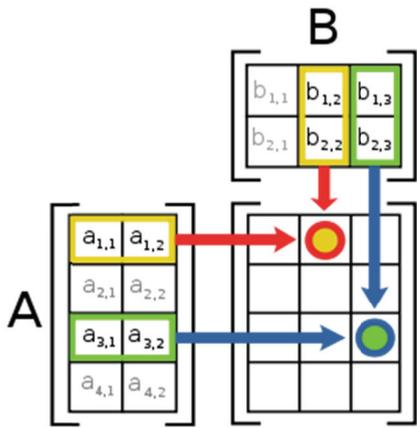
    const float inc_r = ((REALMAX-
REALMIN)/WIDTH),inc_i = ((IMAGMAX-
IMAGMIN)/HEIGHT);
    int i;
    for (i=0;i<WIDTH*HEIGHT;++i) {
        Image[i].R=0;

        #pragma omp parallel for schedule(dynamic)
private(i) shared(Image)
        for (i=0;i<WIDTH*HEIGHT;++i)
        {
            const int x=i%WIDTH, y=i/WIDTH;
            const float c_re = (float)(REALMIN + x*inc_r);
            //Реална част на C
            const float c_im = (float)(IMAGMAX - y*inc_i);
            //Имагинерна част на C
            float z_re = 0, z_im = 0, tmp; //нулиране на Z

            for(int iterate = 0;iterate<iter;iterate++) //Цикъл за
изчисляване на определен брой елементи от редицата
            {
                if ( ( z_re*z_re+z_im*z_im)>4 ) {
                    Image[y*WIDTH+x].R =
(iterate * 8);
                    break;
                }
                //Намиране на следващият елемент от редицата
                tmp=z_re;
                z_re = z_re*z_re - z_im*z_im + c_re;
                z_im = 2*tmp*z_im + c_im;
            }
        }
        end_time=omp_get_wtime();
        return end_time-start_time;
    }
}
```

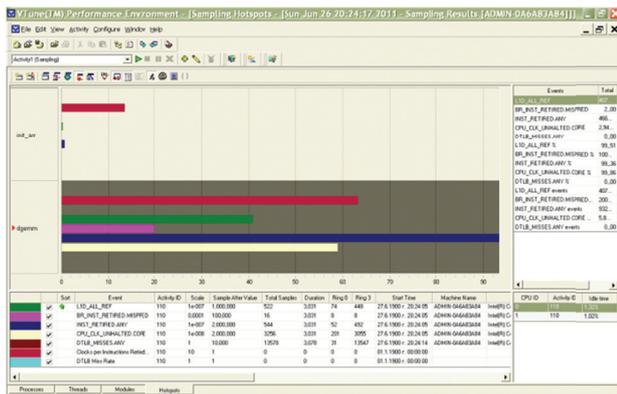
Фиг. 4. Паралелна версия на Mandelbrot.

$$c_{ij} = \sum_{s=1}^k a_{is} b_{sj} = a_{i1} b_{1j} + a_{i2} b_{2j} + \dots + a_{ik} b_{kj} \quad (4)$$



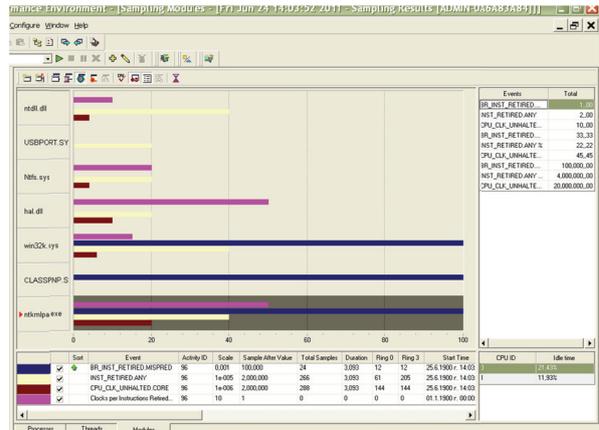
Фиг. 5. Умножение на матрици

В резултат от семплирането(фиг.6) се вижда, че нишките, които управляват този модул (mandelbrot.exe) са две. При thread3 има едно единствено събитие DTBL\_MISSES.ANY, докато при thread10 се наблюдават както CPI, така и BR\_INSTR\_RETIRED.MISSPRED. многобройните тестове последвани от анализ на резултатите показват, че колкото броя на събитията, които искаме да проследим е по – голям, толкова повече нишки се включват в обработката на програмата. На фиг. 7 е показан резултатът от семплирането на програмата за умножение на матрици. Наличието на висок брой clocktick показва, че има нужда от оптимизация тази функция. Hotspots частите при multithreading изпълнението са само в една функция – това е multiply\_mt.



Фиг. 6. Резултати за Mandelbrot

Стойността на събитието CPI е 14,34 броя clocks, които процесора трябва да изпълни. Времето, което процесора остава не зает е – CPU0 – 0.17%, CPU1 – 0.09%.



Фиг. 7. Резултати за програмата умножение на матрици.

#### 4. Заключение

Високата производителност и нейното постигане, използване на ресурсите, разпаряването и оптимизацията на програмите с цел избягване на hotspots са основната цел на програмистите днес и IntelVTune е мощно средство за изграждане на многонишковы програми.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Reinders, J. (2005). “VTune Performance Analyzer Essentials”.
2. Pacheco, P. (2011). “An Introduction to Parallel Programming”.
3. [www.openmp.org](http://www.openmp.org)
4. [www.develop.intel.com](http://www.develop.intel.com)

Контакти: гл. ас.д-р Мария Маринова  
e-mail: m\_marinova@tu-plovdiv.bg



## МОДЕЛИРАНЕ НА СИСТЕМИ ЗА ИНКРЕМЕНТАЛНО АРХИВИРАНЕ ПРИ ИЗГРАЖДАНЕ НА ИНФОРМАЦИОННА СИГУРНОСТ В ПУБЛИЧНИЯ СЕКТОР

ИВАЙЛО НИКОЛОВ

**Резюме:** Законодателните изисквания към изграждане на информационната сигурност в публичния сектор очертават основната рамка към приложените политики за сигурност, информационни и комуникационни системи и устройства. В настоящия доклад е представена кратка теоретична постановка на някои проблеми при използване на инкременталното архивиране, като елемент на информационната сигурност. Изследвана е възможността за липса на архиви при умишлено или неволно манипулиране на системната дата и час на компютърните системи. Допълнен и модифициран е теоретичния модел за инкрементално архивиране, в който са добавени променливи, гарантиращи наличието на архиви при манипулиране на системната дата и час.

**Ключови думи:** *информационна сигурност, архивиране, инкрементално архиви*

## MODELING OF SYSTEMS FOR INCREMENTAL BACKUP IN PUBLIC SECTOR INFORMATION SECURITY DEVELOPMENT

IVAYLO NIKOLOV

**Abstract:** *Legislative requirements for building information security in the public sector outline the framework of applied policies for security, information and communication systems and devices. In this report we have brief theoretical formulation of issues that appear while using incremental backups as part of information security. We also examined the possibility of lost records caused by intentional or unintentional manipulation of the system date and time of the computer systems. We developed modified model for incremental backups with added variables to ensure the availability of records even when the system date and time is manipulated..*

**Key words:** *information security, backup, incremental backup*

### 1. Същност на проблема

Нарастващият обем данни води след себе си все по-високи изисквания към създаването на технически носители на информация с по-голям капацитет. Понятието „голям капацитет“ се явява перманентно не удовлетворяващо изискванията на потребителите, в зависимост от времето, в което се прилага. Този процес на практика е безкраен и служи за доказателство на

икономическата теория за търсенето и предлагането. Архивирането на данните обаче има за цел не само буквално да „архивира“, т.е. съхрани за определен период от време, ненужни към момента данни, но и да осигури тяхната надеждност и сигурност при бъдещо използване. По своята същност то представлява предаване за съхранение на информация, която към момента не е необходимо да бъде използвана, но

би била ценна на един по-късен етап от време. В материалния свят жизнения цикъл на архивираната информация е ограничен по време и тя бива унищожавана. В информационния свят обаче това е въпрос на управленска отговорност и организационно-техническа политика, доколкото законодателството не поставя други изисквания.

Многообразието от приложен и системен софтуер предполага използването на различни методи и средства за осигуряване на надеждност на данни посредством използване на различни по функционалност системи за архивиране. Така например алгоритъмът за архивиране на системните файлове на операционната система не би могъл да се сравни с архивиране на данните в коя да е платформа за управление на бази от данни (Microsoft SQL, MySQL, Oracle и др.). В настоящия доклад архивирането ще бъде разглеждано по отношение на работните файлове като резултат от използването на различен приложен софтуер, които са не по-малко важни от функционирането на системата като цяло или системите за управление на бази от данни, подлежащи също на архивиране.

Същността на настоящия доклад е да предостави както основни положения при разработка на инкрементални алгоритми за архивиране, така и да реши някои основни проблеми свързани с злонамереното или случайно манипулиране на датата и часа на компютърните системи, което би могло да създаде предпоставки за липса на архиви.

Инкременталното архивиране е теоретично и практически обосновано в редица научни източници. Практиката показва, че в случаите, когато датата и часът на компютърната система биват манипулирани по един или друг начин, алгоритмите за инкрементално архивиране не отчитат предпоставки на архивиране, респективно не извършват такова. Липсата на периодични архиви поставя организациите пред невъзможност за осигуряване на надеждност на данните като цяло.

Недостатъчна се оказва променливата време (дата и час на модификация) на файловете, тъй като тя лесно може да бъде променена при проблеми със системната батерия на компютърните системи или наличието на вируси като W32.Bolzano, Virut, Sality и други. Ако са налице предпоставки за злонамерено или случайно действие свързано с промяна на датата и часа, системата за инкрементално архивиране не отчита наличие на модификация по време и съответно не извършва архивиране, дори ако такова е направено преди

злонамерения или случаен достъп до параметрите на файла Created, Modified, Accessed. Това е възможен вариант при използване на инкрементален алгоритъм, основаващ се само и единствено на променливата „време“.

За да бъде избегнат такъв пропуск в алгоритъма за инкрементално архивиране е необходимо да бъде изградена система от няколко параметъра за определяне на това дали е бил променен файла, за да подлежи на архивира или пък не, за да бъде пропуснато архивирането поради липса на модификация във файла.

## **2. Законодателни изисквания към организациите при изграждане на информационна сигурност**

В национален мащаб изискванията към ръководителите на публичните организации за осигуряване на информационна сигурност са регламентирани в чл. 7, ал. 1, т. 6 от Закона за финансовото управление и контрол. Информационната сигурност на данните по смисъла на Закона за защита на личните данни задължава администраторите на лични данни да спазват строго определени правила за събиране, обработка, съхраняване и разпространяване на данни, които по един или друг начин идентифицират конкретно лице. По смисъла на закона съхраняването и унищожаването на данни е проектирано в съответствие с принципите на функциониране на обикновен учреденски архив, но при условията и на автоматизирана обработка на данните. Минималните изисквания по отношение на информационната и комуникационна сигурност по смисъла на Закона са регламентирани еднозначно в Наредба 1 от 30.01.2013 г. за минимално ниво на технически и организационни мерки и допустимия вид на защита на личните данни.

Архивирането като елемент на информационната сигурност на организациите е в основата на данните не само като краен продукт, но и като основен принцип за функциониране на информационните системи като цяло. За гарантиране сигурността и надеждността на данните в тяхната цялост и съвкупност от системни и приложни елементи е необходимо да бъде избран правилния подход за архивиране и съхраняване, като елемент на внедрената политика за сигурност [5].

В зората на информационните и комуникационни технологии, за архивиране на данните е било достатъчно копирането им върху друг, обикновено външен, носител на

информация [1]. Това обаче към днешния момент поставя нови изисквания към капацитета на техническите носители на информация за съхраняване на данните.

Научната общност е изправена пред все по-големи предизвикателства при организация и управление на информационната сигурност и в частност на методите и средствата за архивиране на данни.

### 3. Теоретична постановка на проблема.

Архивирането представлява създаване на копие на данните, обикновено в компресиран вид, което при необходимост може да бъде използвано. Архивирането на данните е в основата на системните политики за изграждане на информационна сигурност в организациите.

Инкрементното архивиране се разглежда като част от системата за архивиране, гарантираща информационната сигурност, при която задължителен елемент е наличието на йерархично базирани архиви, в зависимост от времето на последна модификация на файловете.

Инкременталното архивиране е частен случай на диференциалното архивиране, оптимизиран по време и размер на архивите. Използване на различни модели за архивиране е възможно и за предпочитане за постигане на по-виска степен на надеждност при изграждане на информационна сигурност в организациите.

*Диференциалното архивиране* представлява архивиране на онези данни, които са претърпели модификация след създаването на пълен (цялостен) архив на данните.

*Инкременталното архивиране* се основава на принципа за създаване на архив на онези файлове, които са претърпели модификация след последното архивиране. При инкременталното архивиране се изгражда йерархичен модел на архивите, в зависимост от последната модификация на файловете.

Инкременталните алгоритми за архивиране са концентрирани върху отделни отрязъци, наречени инкременти. Този подход минимизира времето за архивиране, тъй като на архивиране подлежат отделните инкременти, а не цялата съвкупност от данни, модифицирани след последното архивиране.

От гледна точка на необходимия капацитет на техническите носители на информация за съхраняване на архивите, инкременталното архивиране спестява място, като в същото време самия процес на архивиране отнема най-кратък период от време в сравнение с останалите методи за архивиране.

Моделирането на системата за инкрементално архивиране е опознавателен процес на действията по съхраняване на данните. Изграждането на подходящ модел, който най-точно отразява приближенията, действията и реакцията на реалната обстановка, гарантира приемливо ниво на информационна сигурност в организациите.

### 4. Цел на изследването

Настоящия доклад се базира върху следната работна хипотеза:

Налице е реална възможност системната дата и час на компютърните системи да бъде манипулирана, т.е. да бъде умишлено или неволно променена така, че да не бъде актуална. Това би довело до липса на периодични архиви. Неволна манипулация на системното време е възможно при дефектиране на системната батерия на компютърните системи. Умишлено манипулиране е възможно при наличие на вируси от типа на W32. Bolzano, Virut, Sality.

В случай, че работната хипотеза се потвърди, автора има за цел да модифицира модела за инкрементално архивиране по начин, който не позволява пропуск на архив при манипулиране на системната дата и час.

В случай, че във времевия интервал от първоначалното създаване на архив, до създаване на инкременталния архив, системното време да компютърните системи бъде манипулиране, то налице е реална възможност системата за архивиране да НЕ извърши архивиране.

### 5. Задачи на изследването

- 5.1. Програмна реализация на модел за инкрементално архивиране;
- 5.2. Изследване възможността за пропуск на архиви при манипулиране на датата и часа в експериментални условия;
- 5.3. Модифициране на модела за инкрементално архивиране по начин, който не позволява пропуск на архиви.

### 6. Резултати от изследването

За целите на изследването програмно е реализиран теоретичния модел за инкрементално архивиране, основаващ се на един манипулатор (маркер на времената за създаване на цялостен или частичен архив). Изследвана е възможността за пропуск на архиви при умишлено манипулиране на системната дата и час на компютърната система. В експериментални условия е генериран архив, като между всеки два архивира е симулирана

промяна в системното време на компютърната система.

Резултатите от изследването показват, че е възможна липсата на архиви при умишлено или неволно манипулиране на системното време на компютърните системи.

Причината за това е, че инкрементното архивиране се основава на манипулатор, който представлява маркер на времената за създаване на цялостен или частичен архив.

Основен параметър в алгоритъма за инкрементално архивиране е „време на модификация“. Недостатъчно условие се оказва проверката само и единствено на времето на модификация. В общия случай времето на промяна не определя еднозначно модификацията на файла, подлежащ на архивиране. Промяната на размера на файла налага въвеждането на втори параметър. Съвкупността от „време за модификация“ и „размер на файла“, съпоставени с предишното му състояние би определила условието „подлежащ на архивиране“. Тъй като времето за архивиране е по-голямо от времето за проверка на поставените условия, алгоритъмът за инкрементално архивиране ще намали значително общото време за изпълняване на процеса. Предимството на предложения метод е елиминиране на възможността от липса на архиви при проблеми със системната батерия на компютърните системи или наличието на вируси.

В общия случай наличието на инкрементално и диференциално архивиране минимизира времето за архивиране, както и необходимите ресурси на системата (процесорно време, временна и постоянна памет и др.)

Посредством създаване на магнитен архив и използване на точки за възстановяване програмните методи защитават данните [4]. Възможността за тяхното последващо възстановяване гарантира осигуряване на допустимо ниво на информационна сигурност.

## 7. Модифициране на теоретичния модел за инкрементално архивиране

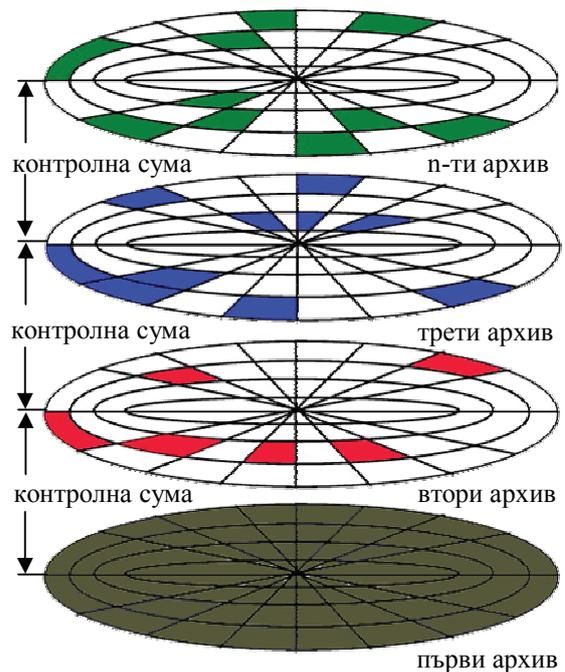
Приложението на инкременталните алгоритми за архивиране е неразделна част от цялостното архивиране. Инкременталното архивиране се разглежда като йерархичен математически метод [2], посредством който се създава архив на модифицираните след последното архивиране файлове. За целта, проектирайки модела на системата за архивиране е необходимо да бъдат взети под внимание алгоритмите за създаване и

поддържане на цялостен архив на системата. Инкременталното архивиране е немислимо без наличието на цялостен, взаимосвързан с последното архивиране архив.

Инкременталното и диференциално архивиране имат един и същ принцип на действие, като основната разлика е в използването на базовия архив. При диференциалното архивиране това е първия архив, докато при инкременталното – последния.

Периодичността за генериране на различните видове архиви в предложения модел, се определя от таймер. При изграждането на модел на системата трябва да се вземе под внимание, че променливата време е твърде недостатъчна за коректно и надеждно функциониране на системата.

На фиг. 1 е представен модифициран модел за инкрементално архивиране, при който манипулирането на системната дата и час няма да доведат до липса на периодични архиви. Това е реализирано посредством добавяне на сума от променливи (контролна сума).



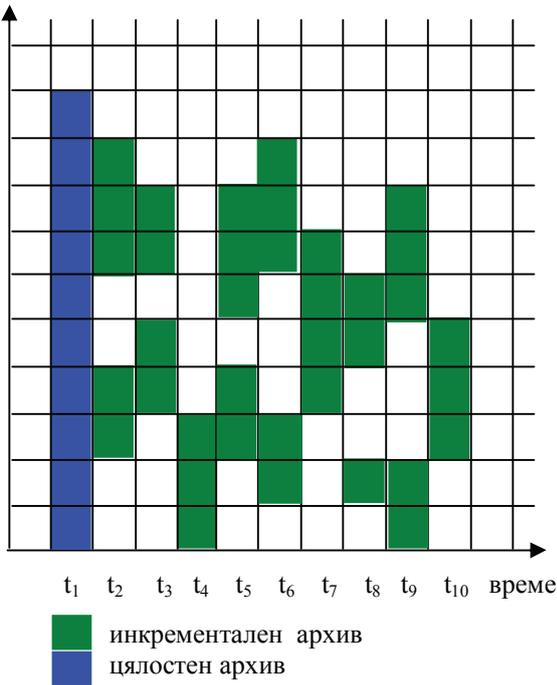
Фиг. 1. Модифициран модел за инкрементално архивиране

За осигуряване на надеждност на системата за определяне на момента на модификация е необходимо въвеждането на допълнителни променливи посредством които да се образуват контролни суми [3]. Такива променливи могат да бъдат освен датата и часът

на модификация, още дължината на файла, файлови атрибути, съдържание на файла и други. Посредством тях би могло да се генерира уникална контролна сума, която ще бъде определяща при установяване за наличие или отсъствие на модификация.

Времето за генериране на инкременталния архив във всеки един момент е равно на разликата между текущия и предишния архив. При диференциалното архивиране това време е равно на разликата между текущия и първия архив.

капацитет на  
техническия носител



Фиг. 2. Разпределение във времето при инкрементално архивиране

### 8. Някои практически насоки за реализиране на предложения модел.

Основният параметър при практическата реализация на модела е времето на създаване на последния архив. За установяване на този параметър системата трябва да съдържа информация за времето (дата и час) на създаване на последния архив. Ако времето е различно от момента на последващо архивиране, то файла подлежи на архивиране.

Съчетаването на получената стойност с други параметри, като размер на файла например, би повишило надеждността на системата за архивиране.

Програмната реализация в съответствие с алгоритъма за инкрементално архивиране може да бъде реализирана посредством различни методи и средства, което предполага

неговата универсалност и приложимост в различни условия.

Постигането на надеждност на данните обаче изисква изграждане на цялостна система за архивиране, която да включва възможности както за пълен, така и за инкрементален и диференциален архив. Получаване на информация за времето (дата и час) на модификация може да бъде реализирано по следния начин, използвайки среда за програмиране Delphi:

```

procedure TForm1.BitBtn1Click(Sender: TObject);
var
  fileName    : string;
  fileDate    : Integer;
  newDateTime : TDateTime;
begin
if OpenDialog1.Execute then
  begin
    fileName := OpenDialog1.FileName;
    fileDate := FileAge(fileName);
    if fileDate > -1 then
    begin
      ShowMessage(fileName+' last modified date = '+
        DateTimeToStr(DateTimeToFileDate(fileDate)));

      newDateTime := StrToDateTime('01.01.2015 12:34:56');
      FileSetDate(fileName, DateTimeToFileDate(newDateTime));
    end;
    fileDate := FileAge(fileName);
    if fileDate > -1 then
      ShowMessage(fileName+' last modified date = '+
        DateTimeToStr(DateTimeToFileDate(fileDate)));
    end;
  end;
end.

```

В примерния програмен код файла може да бъде избран произволно посредством Open Dialog 1. Този параметър може да бъде съчетан още с дължината на файла, файлови атрибути, съдържание на файла и други, с оглед постигане на надеждност при определяне необходимостта от извършване на пореден архив при автоматично архивиране на данните.

Определянето на размера на файла в съчетанието с дата и час на модифициране гарантира правилно определяне на вероятността за внасяне на промени в данните, подлежащи на архивиране.

Предложената програмна реализация не е единствена и определяща конкретния модел и алгоритъм. В зависимост от условията и поставените цели за реализиране на система за архивиране, той може да бъде приложен както в системи за диференциално, така и в системи за инкрементално архивиране.

Следващия пример може да бъде използван за определяне дължината на файла. Съчетанието от тези два параметъра значително ще увеличи надеждността на процедурата по архивиране, тъй като елиминира възможността от липса на архиви, вследствие на проблеми със системната батерия на компютърните системи или наличието на вируси от типа на W32. Bolzano, Virut, Sality и други.

Получаване размер на файловете, подлежащи на периодично архивиране, може да бъде реализирано по следния начин:

```
procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
var
  f: file of Byte;
  size: Longint;
  S: string;
  y: Integer;
begin
  if OpenFileDialog1.Execute then
  begin
    AssignFile(f, OpenFileDialog1.FileName);
    Reset(f);
    try
      size := FileSize(f);
      ShowMessage('File size in bytes: '+IntToStr(size));
    finally
      CloseFile(f);
    end;
  end;
end;
end;
end.
```

## 9. Научен и научно-приложен принос

Доказана е хипотезата за реална възможност от пропуск на периодични архиви при използване на теоретичния модел за инкрементално архивиране, вследствие на манипулиране на датата и часа.

Допълнен е теоретичният модел за инкрементално архивиране със съвкупност от променливи в качеството си на контролни суми, с цел елиминиране на възможността за пропуск на архиви.

Представени са някои теоретични обобщения и практически насоки при програмната реализация на представения нов модифициран модел за инкрементално архивиране.

## 10. Заключение

Инкременталното архивиране осигурява надеждно архивиране, при минимизиране на времето за архивиране и спестяване на ресурси на системата като капацитет на техническите носители на информация, процесорно време и т.н. Резултатите от направените изследвания доказват, че използването на един единствен параметър време (дата и час на създаване на архива) е твърде недостатъчно, тъй като би могло да доведе до липса на архиви при неправилно определяне на случаите в които данните са модифицирани, т.е. подлежащи на архивиране. Съвкупността от цялостното, диференциално архивиране и инкременталното архивиране, осигурява надеждност на данните в процеса на осигуряване на информационна сигурност в организацията.

Предложеният модел за установяване наличие на модифициране на данните, може да

бъде използван както при реализиране на системи за инкрементално, така и при системи за диференциално архивиране.

Цялостният подход за осигуряване надеждност на данните може да бъде приложен в системи за архивиране, включващи пълен, инкрементален и диференциален архив. Основната особеност при прилагане на модела се явява базовия архив при диференциалното архивиране и предишния при инкременталното архивиране.

Изследването на методите и средствата за архивиране позволява изграждането на модели за осигуряване на информационна сигурност, които да гарантират надеждност на данните при тяхното последващо използване.

Изучаването на алгоритмите, методите и средствата за архивиране допринася за подобряване на съществуващите модели за архивиране по отношение на пестене на ресурси и минимизиране на времето за извършване на процесите за архивиране.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Денчев, Е., Възможности за архивиране и възстановяване на бизнес информация, Научни трудове том II, София , 2012,135-172.
2. Изворска Д., Excel Solver в курсе „Прикладная математика для студентов научного направления ”Социальные, экономические и правовые науки”, Международная научно-практическая конференция ”Развитие инновационной экономики: результаты, проблемы, перспективы”, Гомел, Беларусь, 2014, 324-327.
3. Изворска Д., Методическо ръководство за решаване на задачи по Приложна математика, Изд. ”В. Априлов”, Габрово, 2012.
4. Семерджиев, Ц. Сигурност и защита на информацията, Сфттрейд, София, 2012.
5. Zaprianov, M., Rashidov, A. , Methods For Protection Of Information In Information Systems From Unauthorized Access , International scientific conference UNITECH”14 Gabrovo, 2014, 331-334.

Контакти

инж. Ивайло Д. Николов - докторант  
Технически университет, Габрово  
E-mail: nikolov\_i@mail.bg



## СОФТУЕР С ОТВОРЕН КОД ЗА СИМУЛИРАНЕ И МОНИТОРИНГ НА КОМПЮТЪРНИ МРЕЖИ

ДИМИТЪР ВАСИЛЕВ

**Резюме:** В настоящият момент са налични около 20 платформи с отворен код за симулиране и мониторинг на компютърни мрежи и изборът на най-подходящия е труден. С цел да се направи правилен избор в статията е реализиран сравнителен анализ на няколко водещи в тази област платформи с отворен код, които максимално изпълняват изискванията за симулиране и мониторинг на мрежи. Избраните системи са публично достъпни чрез лиценз с отворен код, поддържат всички мрежови протоколи и стандарти и вече имат много инсталации в световен мащаб.

**Ключови думи:** софтуер с отворен код, компютърни мрежи, симулиране, мониторинг, сравнителен анализ.

## OPEN SOURCE SOFTWARE FOR SIMULATION AND MONITORING OF COMPUTER NETWORKS

DIMITAR VASILEV

**Abstract:** At present are available about 20 open source platforms for simulation and monitoring of computer networks and the choice of the right is difficult. In order to make the right choice in the article is realized comparative analysis of several leading in this field open source platforms which fully meet the requirements for simulation and network monitoring. Selected systems are publicly available through an open source license, support all network protocols and standards and already have many installations worldwide.

**Key words:** open source software, computer networks, simulation, monitoring, benchmarking

### 1. Въведение

При изграждането на компютърни мрежи потребностите за всяка организация се различават в зависимост от вида и архитектурата на мрежата, броя на сървърите и работните станции, вида на данните и др. В практиката няма универсален софтуер за симулиране и мониторинг на компютърни мрежи, който подходящ за всички случаи. Системите, които са анализирани в статията имат своите предимства и недостатъци, както за нуждите на сравнението те са категоризирани по основните им характеристики и функции. Сравнителният анализ е насочен към

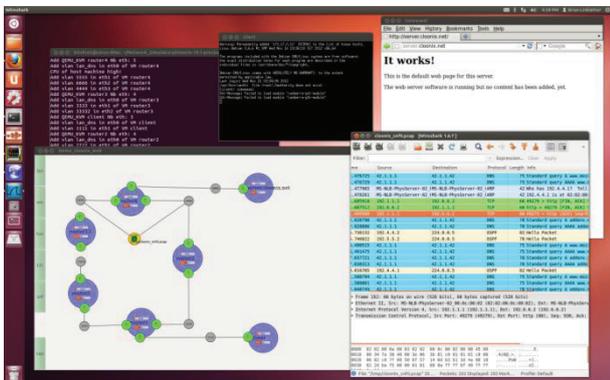
следните платформи отворен код за симулиране и мониторинг на компютърни мрежи:

1. Cloonix;
2. CORE;
3. GNS3
4. IMUNES
5. Marionnet
6. Mininet
7. Netkit
8. Psimulator2
9. Virtualsquare
10. VNX

## 2. Анализ на характеристиките и възможностите на платформи отворен код за симулиране и мониторинг на компютърни мрежи.

### ClooniX [1]

Мрежовият симулатор ClooniX осигурява сравнително лесен за използване графичен потребителски интерфейс. ClooniX препоръчва KVM за създаване на виртуални машини, но също така поддържа и други технологии за виртуализация като LXC. ClooniX предлага голямо разнообразие от предварително изградени файлови системи, които могат да бъдат използвани като виртуални машини и осигурява прости инструкции за създаване на други виртуални машини - кореноплодни файлови системи. ClooniX има екип за активно развитие, който актуализира инструмента на всеки два или три месеца и който е много чувствителен към приноса на потребителите.

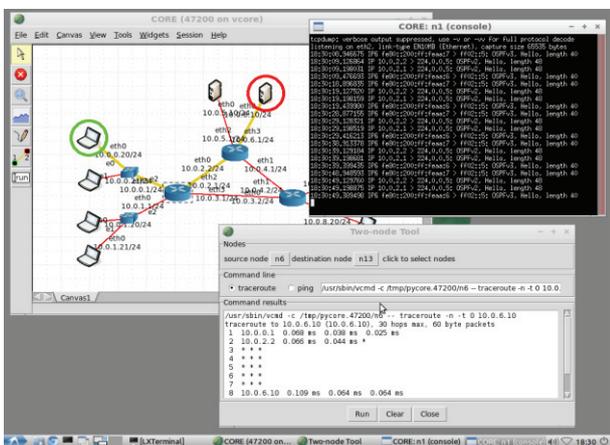


Фиг.1. Работен екран на ClooniX

### CORE [2]

Common Open Research Emulator (CORE) осигурява GUI интерфейс и използва функционалността на Network Namespaces в Linux Containers (LXC) като технологията за виртуализация. Това позволява на CORE бързо да стартира голям брой виртуални машини. Той поддържа и симулация на фиксирани и мобилни мрежи.

CORE работи на Linux и FreeBSD. CORE е „вилаца“ на мрежовия симулатор IMUNES, и добавя някои нови функции в сравнение с IMUNES.

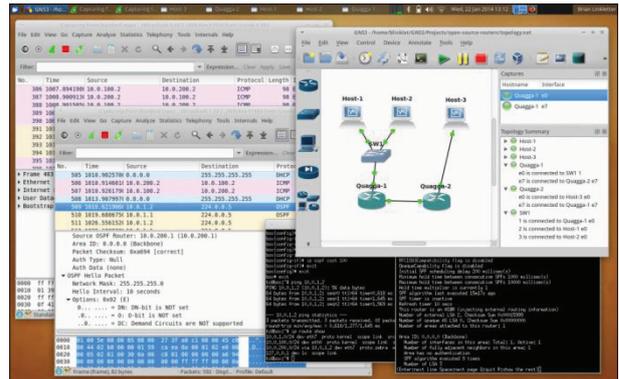


Фиг.2. Работен екран на CORE

### GNS3 [3]

GNS3 е графичен мрежови симулатор фокусирани предимно за подпомагане на Cisco и Juniper софтуер. GNS3 има голяма потребителска база, съставена предимно от хора, които учат за Cisco изпити, и има много информация, свободно достъпна в интернет за използването на GNS3 за симулация на Cisco оборудване.

GNS3 може да се използва и за симулиране на мрежа, съставена изключително от VirtualBox и / или Qemu виртуални машини, работещи на софтуер с отворен код. GNS3 предлага разнообразие от приготвени с отворен код виртуални приложения, а потребителите могат да създават свои собствени.

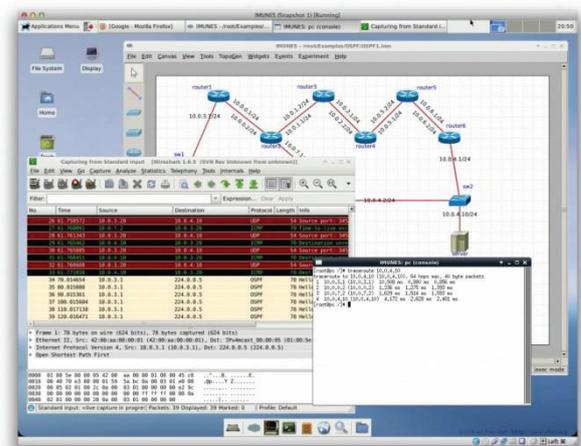


Фиг.3. Работен екран на GNS3

### IMUNES [4]

Екип от изследователи от университета в Загреб, разработи Integrated Multi-protocol Network Emulator / Simulator (IMUNES) за използване като инструмент за изследване в мрежата. IMUNES работи на операционната система FreeBSD и използва технологията за виртуализация на ниво мрежово ядро, предоставена от FreeBSD.

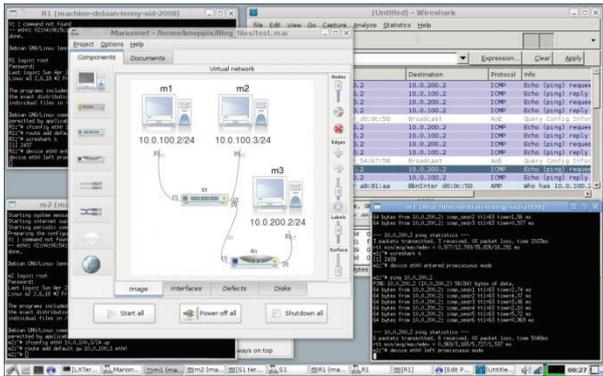
IMUNES поддържа графичен потребителски интерфейс. Изглежда, че работи добре и предлага добри резултати, дори когато работи на система FreeBSD във VirtualBox виртуална машина.



Фиг.4. Работен екран на IMUNES

### Marionnet [5]

Marionnet се нарича web базирана "виртуална мрежова лаборатория". Тя позволява на потребителите да определят, конфигурират и управляват сложни компютърни мрежи на хост компютъра. Marionnet може да се симулира Ethernet мрежа пълна с компютри, маршрутизатори, концентратори, комутатори, кабели и др. Marionnet е предназначен да се използва като инструмент за обучение и има атрактивен графичен потребителски интерфейс, и някои конфигурации за примерни лабораторни практики. Той не предоставя ръководство за употреба, но потребителският интерфейс е доста интуитивен.



Фиг.5.

Работен екран на Marionnet

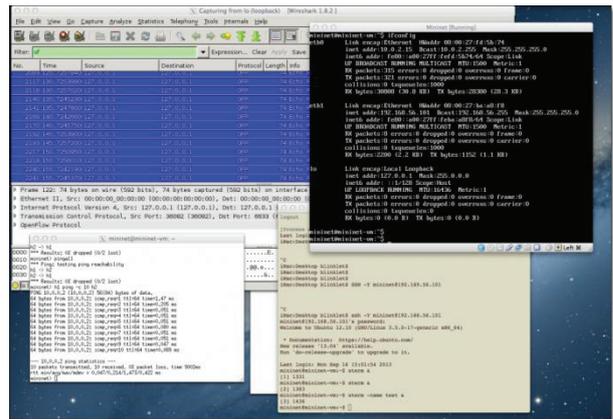
### Mininet [6]

Mininet има за цел да подпомага научните изследвания в областта на софтуерно дефинираните мрежови технологии. Той използва мрежови Linux пространствени имена като своя технология за виртуализация, за да създадете виртуални ключове и виртуални възли. Сайтът показва, че инструментът може да поддържа хиляди виртуални възли на една операционна система. Mininet е най-полезен за изследователи, които изграждат SDN контролери и се нуждаят от инструмент, за да се провери поведението и изпълнението на SDN контролерите. Владенето на езика на Python скриптовете е много полезно, когато използвате Mininet.

Mininet е предназначен предимно за изучаване принципите на работа на компютърните мрежи и маршрутизирането, работата на протокола OpenFlow за програмно конфигуриране на мрежите, сложните топологии и много други. Емулаторът е перфектен за изучаване на снифери и свързаните с тях задачи по мрежови анализ. Във виртуалната мрежа могат да бъдат включени уеб-сървъри и да се генерира трафик чрез множество протоколи, а след това чрез tcpdump или Wireshark да се изследва работата на мрежата при идеални условия с цел анализ и подобряване.

Най-хубавото на Mininet е това, че той напълно емулира реалната физическа мрежа. Всички поставени в тази мрежа сървъри, възли, таблици за маршрутизация и програмни работят по същия начин, както и във физическа мрежа. Емулаторът Mininet е в състояние да генерира трафик до 2 Gb/s на съвременен компютър и поддържа до 4096 мрежови възела.

Mininet вече се използва в Станфорд, Принстън и други водещи световни университети.

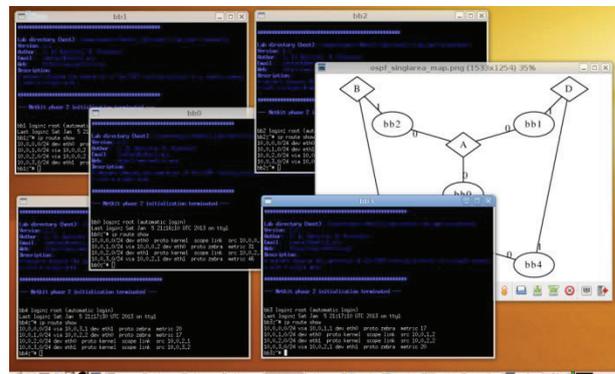


Фиг.6.

Работен екран на Mininet

### Netkit [7]

Netkit е инструмент за симулация базиран на команден ред, който използва потребителския режим на Linux за създаване на виртуални машини. Пълната Linux OS може да работи на всяка машина. Инструмента има добра документация и уеб страницата на проекта разполага с дълъг списък от интересни лабораторни сценарии за практикуване, с документация към всеки сценарий. Също така се подкрепя активно от малка общност и е актуализиран последно през 2011 година.



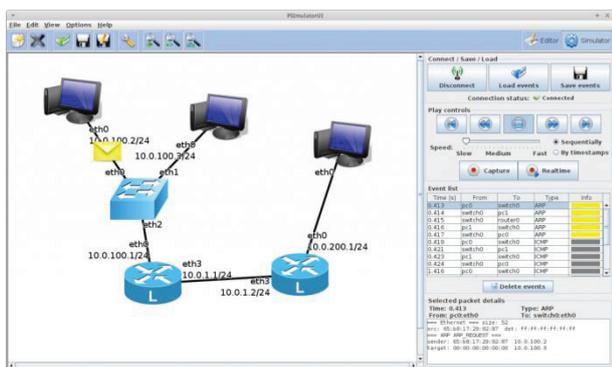
Фиг.7.

Работен екран на Netkit

### Psimulator2 [8]

Psimulator2 е основен графичен мрежови симулатор, който може да се използва за демонстрация на основни понятия по IP мрежи за студенти. Това не е напълно функционален симулатор, защото само една малка подгрупа на нормалната функционалност на мрежата се поддържа на всеки възел.

Той работи на всяка система, която поддържа Java, включително Windows, Mac OS и Linux. Psimulator2 предлага възможността за "улавяне" и "възпроизвеждане" трафик на данни, генерирани от симулацията. Пакетите са показани на GUI като пликосе, които се движат в мрежата.



Фиг.8.  
Работен екран на Psimulato2

### Virtualsquare [9]

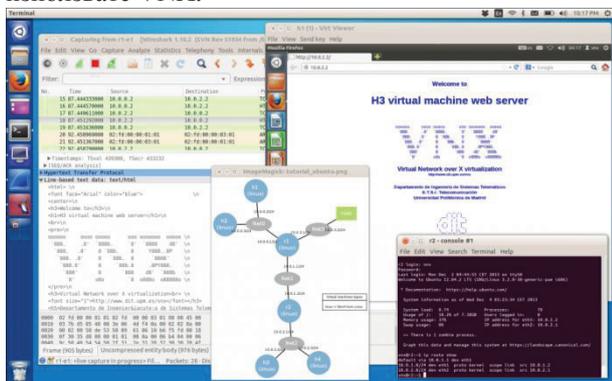
Virtualsquare е интересно усилие за създаване на виртуален мрежови инструмент. Разработчиците са изградили свои собствените инструменти, за да създадат виртуални мрежи, вместо повторно да използват средствата, които са на разположение в общите Linux дистрибуции. Няма подготвени лаборатории на разположение, така че потребителите ще трябва да се научат да боравят с инструментите преди да създадат лабораторни сценарии за себе си. Проектът е добре документиран. Прилича на изследователски проект и може да се изискват Linux ядро или умения за програмиране, за да се оцени напълно. Virtualsquare е източника и на Virtual Distributed Ethernet (VDE). VDE се използва в някои от другите инструменти за мрежова симулация.

Лично аз все още не съм се опитвал да използвам Virtualsquare.

### VNX и VNUML [10]

VNX поддържа две различни техники за виртуализация и използва езика XML-style за скриптове, за дефиниране на виртуалната мрежа. Той също така поддържа верижно заедно множество физически работни станции като подкрепа на виртуални лаборатории, които извършват дейност в няколко физически работни станции. Той е подкрепян от малка общност и е актуализиран в рамките на изминалата година.

VNX замества VNUML. Стария уебсайт VNUML все още има примерни лаборатории и друго съдържание, което би било полезно, когато използвате VNX.



Фиг.9.  
Работен екран на VNX

### 3. Изводи и препоръки

В университетите е препоръчително да се използва Mininet - вече е тестван и приложен в Станфорд, Принстън и други водещи световни университети.[12]

За изследване на CISCO маршрутизатори е подходящо използването на GNS3.

За основни изследвания на IP мрежи подходящ софтуер с отворен код е Psimulato2, но поддържа само статично маршрутизиране.

Симулаторът Marionnet е лесен за създаване и управление на виртуални машини, рутери, суичове и кабели в емулираната мрежа.

CORE е с най-богати функции от всички анализирани софтуери с отворен код и е препоръчително използването му за практически симулации и мониторинг на компютърни мрежи.[11]

### ЛИТЕРАТУРА

1. Cloonix web site: <http://clownix.net>
2. CORE web site: <http://cs.itd.nrl.navy.mil/work/core/index.php>
3. GNS3 web site: <http://www.gns3.net>
4. IMUNES web site: <http://www.imunes.tel.fer.hr/> или <http://www.imunes.net>
5. Marionnet web site: <http://www.marionnet.org/EN/>
6. Mininet web site: <http://www.mininet.org>
7. Netkit web site: <http://wiki.netkit.org>
8. Psimulato2 web site: <http://code.google.com/p/psimulato2/>
9. Virtualsquare web site: [http://wiki.virtualsquare.org/wiki/index.php/Main\\_Page](http://wiki.virtualsquare.org/wiki/index.php/Main_Page)
10. VNX web site: <http://www.dit.upm.es/vnx>
11. Open source network tools. <http://searchnetworking.techtarget.com/tutorial/Open-source-network-tools#&ir=1&appCD=55>
12. Network Monitoring Tools <http://www.slac.stanford.edu/xorg/nmtf/nmtf-tools.html>

Контакти:

Адрес: гр. Сливен, бул. „Бургаско шосе“ № 59,

Инженерно-педагогически факултет – Сливен.

Гл.ас. д-р Димитър Василев

E-mail: [d.vasilev@iradeum.com](mailto:d.vasilev@iradeum.com)



## ИНФОРМАЦИОННА СИСТЕМА ПЕДИАТРИЯ И МЕДИЦИНСКА ГЕНЕТИКА

СВЕТЛОЗАР ЦАНКОВ, ВАЛЕНТИНА ВОЙНОХОВСКА

**Резюме:** *Настоящата статия представя информационна система, създадена за нуждите на катедра Педиатрия и медицинска генетика към Факултета по Медицина при Медицински университет – Варна „проф. д-р Параскев Стоянов“.*

**Ключови думи:** *електронно досие на пациент, информационна система*

## INFORMATION SYSTEM PEDIATRICS AND MEDICAL GENETICS

SWETLOZAR TSANKOV, VALENTINA VOINOHOVSKA

**Abstract:** *This article presents information system designed for the needs of the Department of pediatrics and medical genetics, Faculty of Medicine, Medical University Varna-prof. d-r Paraskev Stoyanov.*

**Key words:** *electronic patient record, information system*

### 1. Въведение

Моделите на преподаване и учене в Медицинския университет „проф. д-р Параскев Стоянов“ във Варна включват едни от най-модерните съвременни технологии – 3D обучение по анатомия и система за допълващо електронно обучение. Университетът предлага на своите студенти модерна среда с неограничени възможности за обучение и развитие.

Факултетът по Медицина е основно звено в структурата на университета. Тук се подготвят кадри в образователно-квалификационната степен "магистър" и "магистър-лекар". Обучават се докторанти и се провежда следдипломно обучение по широк кръг специалности [1].

В катедра *Педиатрия и медицинска генетика*, утвърдена като реномиран и съвременен учебен, диагностично-лечебен, консултативно-методичен и научно-изследователски център в Североизточна България, функционира Учебно-научния сектор по медицинска генетика.

Въпреки че съществуват множество комерсиални информационни системи на пазара екипът на изследователската лаборатория към сектора пожела разработването на представената в доклада информационна система.

### 2. Основание на разработката

Електронните медицински досиета спомагат за подобряване качеството на медицинските грижи за пациентите.

Учени от Харвардския университет провеждат експерименти, установяващи как медицинските лица използват електронните медицински досиета за съхраняване информацията за своите пациенти. Резултатите от направените изследвания сочат, че електронните медицински картони са изключително полезни, тъй като улесняват до голяма степен процеса на въвеждане и търсене на информация за пациент или група пациенти [6, 7].

Водещите EMR (electronic medical record) софтуерни продукти с отворен код за медицински цели (Practice Fusion, Kareo EHR, Hello Health, OpenEMR, OpenMRS, VistA,

FreeMED [8]), са обстойно изследвани, анализирани и използвани като основа при проектирането на описаната в доклада информационна система за електронни досиета на пациенти.

В процеса на разработване са съблюдавани конкретните и специфичните изисквания на медицинския екип на клиничната лаборатория, относно интерфейса и функционалните възможности на продукта.

### 3. Същност и компоненти на информационните системи

Информационните системи (ИС) представляват съвкупност от софтуер, хардуер, данни, потребители, процедури и мрежи, които правят възможно използването на информационните ресурси на дадена организация. Тези шест важни компонента (Фиг. 1) позволяват информацията да бъде въведена, обработвана, представяна и съхранявана [3]. Всеки от компонентите на ИС има своите предимства и недостатъци, характеристики и приложения. Освен това всеки компонент на ИС има и свои изисквания за сигурност.



Фиг. 1. Компоненти на информационна система

Най-общо, ИС могат да бъдат разделени на ИС за извършване на определена операция и на такива, за събиране на данни, необходими за вземане на решения [2].

*Софтуерът* е съвкупността от инструкции и данни, необходими за работата на ИС и включва приложения, операционни системи и различни командни средства за управление.

*Хардуерът* е комплекс от технически средства – физическата технология, на която се поставя и изпълнява софтуера, съхраняват и се предават данни, и която осигурява интерфейс за манипулиране с информацията в системата.

*Данните* от своя страна са най-ценните активи, които притежава дадена организация. След преобразуване те се превръщат в информация – вид, удобен за обработка – текст,

графика, звук, видео, предназначени за обработка от компютъра.

*Потребителите* на ИС могат да бъдат специалисти в областта на информационните или мрежовите технологии и крайни потребители.

*Процедурите* представляват писмени инструкции за изпълнение на специфични задачи, отнасящи се до експлоатацията на ИС.

*Компютърната мрежа* е съвкупност от хардуерни компоненти и компютри, свързани помежду си чрез преносна среда, която позволява обмен на информация помежду им.

### 4. Важни характеристики на информацията

Стойността на информацията се определя от притежаваните от нея характеристики.

*Наличност* – позволява на авторизирани потребители да имат достъп до информацията без възпрепятстване или смущения и да получават информацията в желанния формат.

*Акуратност* има тогава, когато няма грешки и неточности и информацията притежава стойността, очаквана от крайните потребители.

*Автентичност* – това е качеството или състоянието на информацията да бъде оригинална, а не възпроизведена или измислена. Информацията е автентична когато е на същото ниво, на което е била създадена, съхранена или предадена.

*Конфиденциалност* – информацията е конфиденциална когато е защитена от разкриване или излагане на неавторизирани потребители или системи. За защита на конфиденциалността на информацията може да се използват множество мерки, които включват: класификация на информацията; сигурно съхранение на информацията [9]; прилагане на общи политики за сигурност; обучение на служителите и крайните потребители.

*Интегритет* – информацията има интегритет когато е цяла, завършена и не е повредена.

*Ползност* – качеството или състоянието на информацията да притежава стойност за определена цел. Ако информацията е налична, но не е в подходящ формат за крайния потребител, тя е безполезна.

*Притежание* – качеството или състоянието на собственост или контрол на информацията. За информацията се казва, че е собственост на някого ако той я е получил, независимо от формата ѝ или други нейни характеристики.

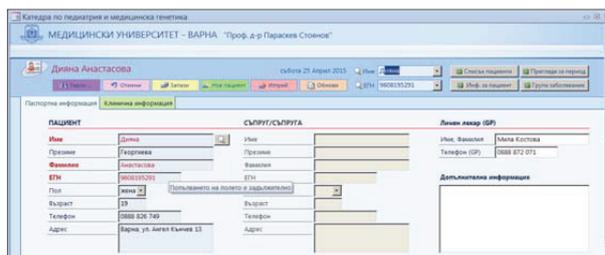
## 5. Информационна система Педиатрия и медицинска генетика

Представената в настоящия доклад информационна система е проектирана в съответствие със специфичните изисквания на колектива на клиничната лаборатория на катедра *Педиатрия и медицинска генетика*. Атрактивния, дружелюбен и интуитивен потребителски интерфейс улеснява рутинната работа на медиците, предоставяйки им възможност да създават бързо, удобно и точно електронни медицински досиета на пациентите, да управляват и обработват наличната информация.

### 5.1. Функционални възможности

Информационна система *Педиатрия и медицинска генетика* предоставя следните функционални възможности: Създаване на електронни медицински картони за пациенти на клиничната лаборатория; Попълване на изчерпателна паспортна и клинична информация в електронния медицински картон (ЕМК) за пациент; Добавяне, актуализиране и изтриване на информация от електронен медицински картон, отмяна на последните направени промени; Търсене и извеждане на информация за пациент или група пациенти по въведени критерии. Например, търсене на информация за пациент по ЕГН; търсене по малко име, еднакви малки имена; списък на всички пациенти; пълна информация за пациенти, попадащи в една и съща група генетични заболявания; извеждане на клинична информация за регистрирани прегледи на пациенти или група пациенти за определен период от време; извеждане на паспортна и клинична информация за всеки пациент (име, ЕГН, дата на първоначален преглед и дати на последващи прегледи, пол, възраст, лекуващ лекар, номер на клинична пътека, диагноза, генетичен консултант, група заболявания, адресна регистрация, телефон за контакт и т. н.); Добавяне, при необходимост, на нови групи генетични заболявания; Импортиране на изображения от извършени медицински изследвания (скенер, ренген, томограф), прикачване на различни видове текстови и видео файлови формати; Информация за родители, братя, сестри на пациента и т.н.; Напомнящи и подсказващи съобщения при определени ситуации по време на работа със системата.

На Фиг. 2 и Фиг. 3 са представени части от работни екрани по време на работа с ИС.



Фиг. 2. Попълване на ЕМК

Дата	Име на пациента	ЕГН	Диагноза
28.03.2015	Дияна Анастасова	9608195291	Единични вродени аномалии
04.12.2015	Георги Георгиев	9910095287	Неясни дисморфични синдроми

Общо пациенти 2

Фиг. 3. Справка за група заболявания

### 5.2. Проектиране на информационната система

Информационната система за електронни медицински досиета е разработена на класическата система за управление на релационни бази данни Microsoft Access.

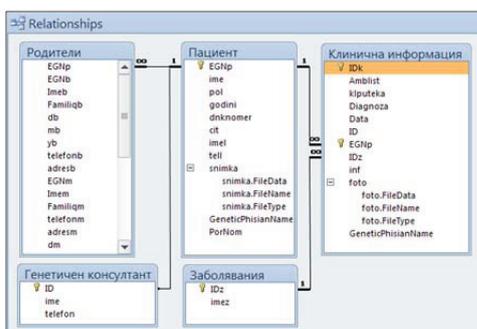
Системите за управление на релационни бази данни управляват данните в таблици. Всяка таблица съхранява информация за даден обект (в случая пациент) или събитие (например преглед на пациент). Таблиците са съвкупност от редове (записи) и колони – полета, атрибути. Всяка от колоните в таблицата съхранява определен вид информация за обект или събитие (например име на пациента, дати на извършени прегледи, амб. номер, генетично заболяване, адрес и др.). Редовете в таблицата описват атрибутите на даден обект или събитие (данни за конкретен пациент).

При разработване на ИС активно е използван езикът Visual Basic for Application, вграден в Microsoft Access.

Процесът на проектиране на базата данни на ИС преминава през следните етапи [4]: Определяне предназначението на базата данни; Намиране и организиране на необходимата информация; Разделяне на информацията в таблици; Превръщане на информационните елементи в колони; Задаване на първични ключове; Настройка на релации между таблиците (Фиг 4).

### 5.3. Тестване

Тестването на една ИС е изследване с цел да се даде информация на всички заинтересовани страни за качеството на продукта или услугата.



Фиг. 4. Релационни връзки

Извършено е тестване на всички компоненти (форма, заявка, отчет), приложение (доказва съответствието на продукта със заложените потребителски изисквания), конфигурация и инсталация. Специфицирани са минималните изисквания към хардуера и версиите на софтуера при които ИС може да работи. Създадена е функционална схема на архитектурата и са описани функциите на всеки отделен компонент. В процеса на тестване на системата е проверено [5]: отговаря ли на изискванията, заложи при нейното проектиране и разработка; работи ли според очакванията на потребителите; може ли да се въведе в употреба при тези си параметри; отговаря ли на нуждите на всички заинтересувани страни.

*Алфа тестване* – възлага се на потребители, които критично разглеждат всички детайли на дадена ИС. Всеки един от тях прави списък на откритите грешки, кога и при какви условия са възникнали, както и общи забележки и препоръки. Тези списъци се обобщават, след което грешките се отстраняват. Алфа тестът на прототипа на *Информационна система педиатрия и медицинска генетика* е извършен.

*Бета тестване* – извършва се от реални потребители, имащи пряко или косвено отношение към приложението. Тази група също съставя списъци с грешките, които по-късно ще бъдат анализирани и отстранени.

След алфа и бета-тестването настъпва етапът за определяне степента на готовност (бронзова) и златна версия, която означава, че приложението е готово за внедряване.

В момента на разработване на настоящата статия ИС за електронни медицински досиета е предоставена за тестване на реални потребители, имащи пряко отношение към нея и процесът е в доста напреднал стадий. Предстои внедряване на продукта.

## 6. Заключение

Както посочват резултатите от проведеното до момента тестване, ИС

*Педиатрия и медицинска генетика* допринася до по-пълноценни и задълбочени научни изследвания с цел лечение и подобряване здравето на пациентите, освобождавайки медиците от рутинните операции по събирането, съхраняването, обработването и анализирането на постъпилата информация.

Настоящият документ е изготвен с финансовата помощ на Европейския социален фонд. Русенският университет „Ангел Кънчев” носи цялата отговорност за съдържанието на настоящия документ, и при никакви обстоятелства не може да се приеме като официална позиция на Европейския съюз или Министерството на образованието и науката. Проект:№ BG051PO001-3.3.06-0008 „Подпомагане израстването на научните кадри в инженерните науки и информационните технологии”.

## ЛИТЕРАТУРА

1. <<http://mu-varna.bg>> (18.04.2015)
2. Vacca J. (2010). Managing Information Security, Elsevier.
3. Jun, Xu. (2013). Managing Information Systems: Ten Essential Topics.
4. Shelly, G., (2010). Microsoft Access 2010: Complete.
5. Hamlet, D. (2010). Composing Software Components: A Software-testing Perspective.
6. Bleich, Howard L.; Slack, Warner V. (2010). Reflections on electronic medical records: When doctors will use them and when they will not. International Journal of Medical Informatics 79 (1): pp. 1-4.
7. Roukema, J.; Los, RK; Bleeker, SE; Van Ginneken, AM; Van Der Lei, J; Moll, HA (2006). Paper Versus Computer: Feasibility of an Electronic Medical Record in General Pediatrics. Pediatrics 117 (1): pp. 15-21.
8. <<http://blog.capterra.com/top-7-free-open-source-emr-software-products/>> (18.04.2015).
9. Rashkova, V. WEB-based encryption and decryption system for block substitution cryptographic ciphers. CSCCA '14, Florence, Italy, 2014, pp. 207-210, ISBN 978-960-474-399-5.

Department of IIT  
University of Rousse – Rousse  
8 Studentska St.  
7017 Rousse  
BULGARIA  
E-mail: [voinohovska@ami.uni-ruse.bg](mailto:voinohovska@ami.uni-ruse.bg)  
E-mail: [stzancov@ami.uni-ruse.bg](mailto:stzancov@ami.uni-ruse.bg)



## ИЗПОЛЗВАНЕ НА DATA MINING МЕТОДИ ЗА РЕШАВАНЕ НА ПРОБЛЕМА ЗА ЗАПАЗВАНЕ НА СТУДЕНТИТЕ

ДОРИНА КАБАКЧИЕВА

**Резюме:** Проблемът със запазването на студентите е особено актуален за университетите в съвременната динамична и силно конкурентна среда. Решаването на този важен проблем може да бъде подпомогнато чрез задълбочено анализиране на наличните данни за обучаемите чрез прилагане на аналитични средства за извличане на знания от големи обеми данни (Data Mining). Основната цел на тази статия е да представи съществуващи изследвания, посветени на използването на Data Mining методи и средства за ранно предсказване на студенти в риск за отпадане от обучението, за откриване на основните фактори, влияещи върху отпадането, и на базата на получената информация – за предприемане на адекватни мерки за повишаване степента на запазване на студентите.

**Ключови думи:** Запазване на студентите, Извличане на знания от големи обеми данни, Educational Data Mining, Student Retention

## USING DATA MINING METHODS FOR SOLVING STUDENT RETENTION PROBLEMS

DORINA KABAКCHIEVA

**Abstract:** Student Retention is a very serious problem for universities, especially in the current dynamic and highly competitive environment. Data Mining technologies could be very effective for supporting the university management in handling the student retention problem if they are properly used for analyzing available university data. The main purpose of this paper is to review existing studies on applying Data Mining methods and tools for early identification of students in risk of dropping off, finding the most important factors influencing the dropping off and defining adequate strategies for increasing the student retention rate.

**Key words:** Student Retention, Educational Data Mining, Higher Education

### 1. Въведение

Запазването на студентите е сериозен проблем за висшите учебни заведения, особено в съвременната динамична и силно конкурентна среда, и при все по-осезателното намаляване на броя на потенциалните кандидати. Отпадането на студентите може да се дължи на различни причини и оказва влияние както на институциите, в които се извършва обучението, така и на самите студенти. Основните негативни последствия за учебното заведение са загубата

на средства и необходимостта от поддържането и осъществяването на скъпоструващи процеси за ранно откриване на студенти в риск за отпадане от обучението.

Европейската комисия (ЕК) също обръща сериозно внимание на проблема със запазването на студентите. В съобщение за медиите на ЕК от 22 май 2014г. [1] се представя доклад на мрежата „Евридика“ с резултати от изследване, проведено в над 30 държави (всички държави от ЕС с изключение на Люксембург и

Нидерландия, плюс Исландия, Лихтенщайн, Черна гора, Норвегия и Турция), на тема „Модернизирани на висшето образование в Европа: достъп, задържане на студентите и пригодност за заетост“. Основните изводи показват, че недостатъчно държави използват събираната от тях информация за висшето образование, за да подобряват своите университети и възможностите, които те предлагат на студентите. Констатира се, че много държави не изчисляват систематично дела на завършилите или напусналите преждевременно студенти, включително и страни, които имат политики относно запазването на студентите и завършването на образованието, но очевидно не разполагат с основни данни, за да анализират резултатите от тези политики.

Съвременните мощни аналитични средства за извличане на знания от големи обеми данни, известни като Data Mining, се прилагат много успешно за решаване на важни бизнес проблеми в различни сектори (маркетинг, продажби, управление на взаимоотношенията с клиенти, управление на качеството при производство и т.н.), особено в компаниите от частния сектор. За съжаление, тези нови методи и средства не са особено популярни в сферата на образованието. Едва през последните години започна да се обръща по-сериозно внимание на факта, че образователните институции – университети, училища, колежи, държавни агенции, притежават уникални данни за обучаемите, които ако бъдат пълноценно използвани и анализирани чрез подходящи инструменти, биха осигурили много по-добро познаване и разбиране на процесите и участниците в тях, както и биха повишили ефективността на взиманите решения. Възникна и нова изследователска област – Educational Data Mining (извличане на знания от данни в сферата на образованието), в която основно внимание се обръща именно на анализа на данните от сферата на образованието, и чиято научна общност непрекъснато се разраства и включва представители от все по-голям брой държави по света.

## **2. Актуалност на проблема със запазване на студентите**

С изследване на запазването на студентите се занимават изследователи от различни научни области. Авторите, работещи в областта на образованието и развитието на образователните политики насочват своето внимание върху определянето на основните

фактори, влияещи върху отпадането на студентите, и създаването на описателни модели. Изследователите, използващи Data Mining технологии, се фокусират предимно върху технологичните аспекти, свързани със събирането и предварителната подготовка на анализирани данни, избора на подходящи методи и средства за извършването на анализите, оценката на получените модели и зависимости.

### **2.1. Фактори, влияещи върху отпадането на студентите**

Съществуват голям брой изследвания, посветени на запазването на студентите. Един от най-често цитираните модели в тези изследвания е моделът, предложен от Tinto още през 1975г. и доразвит в последващи публикации [2], съгласно който отпадането зависи основно от това как студентът се интегрира в академичната среда на учебното заведение и в установената социална среда. Други автори също предлагат модели за изследване и оценка на отпадането на студентите, например Thomas [3] доразвива модела на Tinto като обяснява детайлно факторите от академичната и социалната среда, а Seidman [4] предлага формула за определяне на запазването на студентите като сума от ранно идентифициране и подходяща намеса. Най-често посочваните причини за отпадане на студентите са тяхната неподготвеност за академично обучение, неподходящият избор на програма и курсове, или несъответствие с първоначалните очаквания, трудно социално интегриране. От академична гледна точка, доброто интегриране на студента зависи преди всичко от показваните резултати, личностното израстване, академичната самооценка и наличието на интерес към изучаваните дисциплини. В по-малка степен влияние оказват финансовите ресурси (повечето проучвания доказват, че финансирането не е основна причина за отпадането на студентите), личните проблеми (здравословно състояние, необходимост от грижа за близки) и др.

Всички тези модели се оказват много полезни за изследователите при решаването на Data Mining задачи, свързани с проблема за запазване на студентите. Използват се като отправна точка при събиране на необходимите данни, които да бъдат анализирани чрез избрани Data Mining методи и средства, за да бъдат открити съществуващи смислени корелации, зависимости, повтарящи се образци (patterns), тенденции.

## 2.2. Прилагане на Data Mining методи при разработване на стратегии за запазване на студентите

Най-често използваните Data Mining алгоритми при изследване на проблема със запазване на студентите са алгоритмите с възможности за предсказване, затова и най-често решавана е Data Mining задачата за предсказване и по-точно – задачата за класификация, чиято основна цел е предсказване стойностите на избрана променлива от тип категория (много често бинарна променлива) чрез стойностите на останалите променливи в данните. Data Mining задачата за запазване на студентите много прилича на една от често решаваните задачи в бизнеса - Data Mining задачата за задържане на клиентите на една фирма (customer churn), особено актуална в телекомуникационната индустрия (мобилните оператори), като основната цел е откриването на клиенти „в риск“ да прекратят взаимоотношенията си с компанията. Това е много важно, тъй като е доказано, че разходите за придобиване на нов клиент са много по-големи от разходите за запазване на вече съществуващ клиент.

През последните години се появиха и множество изследвания, посветени на прилагането на Data Mining за ранно откриване на студенти в риск да отпаднат от обучението. Обикновено целта е на тези обучаеми да се окаже своевременно допълнително подходящо съдействие, за да бъдат задържани, или да се установят основните фактори, които въздействат неблагоприятно върху отпадането на студентите и да се вземат мерки за подобряване на средата.

Например, администраторите в South Texas College [5] откриват, че студентите, които се записват в последния момент за даден курс, често отпадат от него, затова променят правилата и не позволяват късно записване. При изпълнението на студентски проект за разработване на модели за предсказване в University of Alabama [5], се открива факта, че студентите, които ежедневно пътуват до университета, много по-често са сред отпадащите, затова в разработената стратегия за запазване на студентите се включва изискване първокурсниците задължително да живеят на територията на университета, а студентите в риск се включват в специализирани семинари и други програми. В Purdue University [5] чрез Data Mining се разработват класификатори, чрез които студентите се групират в три категории – „нисък“, „среден“ и „висок“ риск от отпадане, като на трите категории студенти преподавателите изпращат различни съобщения,

в които се препоръчват подходящи за тези студенти ресурси, задания, инициативи, с цел да бъдат подпомогнати в максимална степен съобразно с конкретните индивидуални потребности. В State University of New York at Buffalo [5], приетите студенти се подреждат по ранг по 7 академични показатели на базата на резултатите от приемните тестове, и ако някой от тях покаже по-ниски резултати за 5 от показателите, получава препоръка от университета да се включи в организирани специализирани подготвителни курсове. В Tiffin University [5] чрез модели за предсказване се установява, че факторите, които оказват най-голямо влияние върху отпадането на студентите са академични, социални и финансови, затова новата стратегия за запазване на студентите включва избирането на персонални ментори за студентите в най-голям риск, създаването на специализирано звено в университета, което непрекъснато да наблюдава студентите от групата със среден риск, и автоматично регулярно информиране на ниско-рисковите студенти за наличието на подходящи дейности извън основната учебна програма, което води до повишаване степента на запазване на първокурсниците от 51% до 63% в рамките на 5 години. Много често при провежданите изследвания се използват както данни за обучаемите, с които разполагат институциите, така и данни, събирани чрез провеждане на регулярни проучвания, особено сред новоприетите студенти, за събиране на информация свързана с академичните, социални и емоционални особености на анкетираните.

Посочените по-горе примери показват, че чрез използването на Data Mining методи и средства образователните институции успяват да подобрят своята стратегия за запазване на студентите като взимат информирани решения и предприемат адекватни действия, базирани на резултатите от анализа на техните налични данни. В действителност, голяма част от университетите разполагат с необходимите данни, но на практика тези данни не се използват ефективно поради неразбиране, непознаване на новите технологии или липса на подходящи аналитични средства, което затруднява взимането на навременни подходящи управленски решения.

Основното предимство от използването на Data Mining при решаването на проблема е възможността да се анализират голям брой сложни фактори, които често оказват влияние върху отпадането на студентите от обучение. Чрез Data Mining се анализират историческите данни на институцията, откриват се комбинации

от фактори, които най-силно влияят върху отпадането, създават се модели, чрез които се предсказват студентите в риск, което води до по-добро разбиране на проблемите и възможности за проактивно действие.

### **3. Често използвани Data Mining методи при изследване на проблема със запазването на студентите**

Анализите показват, че при провеждане на изследванията относно запазване на студентите, обикновено се използват няколко различни Data Mining методи, тъй като в повечето случаи различните подходи водят до получаване на резултати в различна форма или се получава информация с различно качество. Изборът на Data Mining методи при анализ на избрани данни зависи от различни фактори – от спецификата на самите данни (тип променливи, разпределени на променливите), от целите на изследването и вида на очакваните резултати, от възможностите на наличните софтуерни инструменти, от знанията и уменията на изследователите и др. При всички случаи, когато се реализират Data Mining проекти се препоръчва прилагане на различни методи, тъй като поради различната им природа и начин на работа се получават резултати, които могат да бъдат полезни при получаване отговорите на различни въпроси на крайните потребители.

Изследователи от Thames Valley University (UK) през 2010г. [6] си поставят за цел да анализират поведението на студентите, за да открият още на ранен етап застрашените от отпадане. Използват три различни Data Mining методи – Бейсов подход (Naive Bayes), Support Vector Machine и Дърво на решенията, върху интегрирани данни от различни университетски информационни системи (административни бази данни, библиотека, системи за онлайн обучение и тестване, и др.). Резултатите от извършените анализи се използват за разработването на пилотна информационна система, която да подпомага ранното откриване на студентите в риск и осъществяването на стратегия за подобряване представянето на тези обучаеми. При влизане в системата, студентът може да получи подробна информация за своите резултати по различни дисциплини, да разбере има ли проблеми и по какви причини. Преподавателите използват системата, за да откриват навреме застрашените от отпадане студенти, при необходимост да общуват с тях и да сравняват информацията за подобни дисциплини в различните семестри.

В изследване на проблема със запазване на студенти, проведено през 2010г. в Arizona

State University [7], се използват три различни Data Mining метода – класификационно дърво на решенията, подходът MARS (Multivariate Adaptive Regression Splines) за регресионно моделиране и невронни мрежи. Получените резултати показват, че факторите, които са с най-голямо значение за запазването на студентите, са броят трансферирани часове, местоживеене и етническа принадлежност. По-големият брой трансферирани часове означава, че студентите са по-подготвени за академично обучение. Интересни са изводите относно влиянието на фактора местоживеене. Оказва се, че определящо е не разстоянието до университета, а конкретното географско положение (студентите от източния бряг рядко отпадат от обучението в сравнение със студентите от западния бряг).

В друго изследване от 2011г. в Western Kentucky University [8], се анализират данни за новоприети студенти през три последователни години, използва се софтуер SAS Enterprise Miner и се сравняват резултатите от няколко различни Data Mining алгоритми – логистична регресия, дърво на решенията и невронни мрежи. С най-голяма точност на предсказване работи класификаторът, получен чрез алгоритъма дърво на решенията, и той се използва за ранно откриване на студентите в риск от отпадане.

През 2013г. изследователи от Eastern Washington University [9] също използват различни Data Mining методи – дърво на решенията, невронни мрежи, Бейсов метод (Naive Bayes) и генератори на правила, за да получат класификатори за предсказване на първокурсници, които са в риск за отпадане от обучението. Извършената оценка на класификаторите показва, че всеки от тях има своите предимства и недостатъци, а най-важните фактори за отпадане са средният успех на студентите (GPA - Grade-Point Average) и тяхното финансово състояние.

В изследване от 2012г. изследователи от Индийски университет [10] използват Data Mining софтуер WEKA и чрез три различни алгоритми по метода дърво на решенията (ID3, C4.5 и ADT) генерират класификатори за откриване на студенти в риск от отпадане. Направената оценка на качеството на класификаторите показва, че чрез получените модели много успешно могат да бъдат предсказвани рисковите обучаемите и спрямо тях да се предприемат навременни подходящи действия с цел намаляване броя на отпаднали студенти. През 2014г. е представено подобно изследване [11], в което изследователите

анализират университетски данни чрез Data Mining софтуер WEKA и алгоритъм дърво на решенията (ID3), и получават съвкупност от класификационни правила, чрез които се откриват факторите, които в най-голяма степен влияят върху представянето на студентите.

В научна публикация през 2013г. изследователи от Asia Pacific University of Technology and Innovation [12] анализират съществуващите до момента изследвания относно запазването на студенти и отново потвърждават, че този проблем е от изключителна важност за висшите учебни заведения и решаването му може успешно да се подпомогне чрез прилагане на подходящи Data Mining алгоритми за изследване на наличните данни. Най-често използвани се оказват Data Mining методите за предсказване, чрез които се генерират класификатори за ранно предсказване на студенти в риск. На базата на получената информация от анализите, администратори и преподаватели взимат навременни мерки за подпомагане на тези обучаеми с цел намаляване броя на отпаднали студенти.

Всяко от представените по-горе изследвания има свои специфични особености и използва различни подходи за предсказване представянето на обучаемите и ранно откриване на студенти в риск. Анализът показва, че Data Mining методите стават все по-популярни при решаването на тези проблеми, като най-често използвани са Data Mining методите за предсказване, особено методът Дърво на решенията. Генерират се различни класификатори, всеки със своите предимства и недостатъци, чрез които с достатъчно висока точност могат да се предсказват студентите в риск от отпадане и да се получава ценна информация относно разработването на работещи стратегии за справяне с отлива на студенти.

Основните предизвикателства при прилагането на Data Mining методи и техники за анализ на данни в сферата на образованието, са свързани както със самите данни, така и със специфичните особености на избраните аналитични методи. Едно от най-важните ограничения е свързано с коректното събиране и организиране на данните – все повече от наличните данни са неструктурирани (напр. във вид на свободен текст) или полуструктурирани, което затруднява техния анализ и налага използването на нови подходи за тяхната обработка. Интегрирането на данни с различни формати, тяхното изчистване и трансформиране в подходящ за анализ вид, също често представляват голямо предизвикателство за

анализаторите. Съществуващите аналитични методи също трябва да бъдат прилагани внимателно, като изборът им трябва да бъде съобразен със специфичните особености на наличните данни и с очакваните резултати. Извлечената информация чрез използваните аналитични средства трябва да съответства на нуждите на крайните потребители – мениджъри, администратори, преподаватели, студенти в образователните институции, и да се предоставя в разбираем и удобен за използване вид.

#### 4. Заключение

Представените изследвания показват, че проблемът със запазването на студентите е от изключителна важност за образователните институции, а решаването на този проблем може да бъде успешно подпомагано чрез анализиране на наличните данни с Data Mining методи и средства. Изследователите в тази област обръщат сериозно внимание на избора и предварителната подготовка на данните за анализ, използват различни Data Mining методи и алгоритми като най-често особено ефективни се оказват методите за предсказване (методът Дърво на решенията е най-често използван) и получават важни зависимости и класификатори, чрез които на ранен етап се откриват обучаемите в риск за отпадане от обучението и се предприемат адекватни мерки за повишаване степента на запазване на студентите. Това изследване е продължение на предишно проучване на автора, посветено на използването на Data Mining методи и средства за предсказване представянето на студентите [13], и показва, че проблемът относно запазването на студентите остава актуален и продължава да привлича вниманието на много изследователи, работещи в областта на Educational Data Mining.

Основните предимства от използването на Data Mining методи и средства при решаването на проблемите със запазването на студентите за университетите, са по-добро разбиране на факторите, които оказват влияние върху отпадането на обучаемите, ранно предсказване на студенти в риск, предприемане на адекватни мерки за подпомагане на тези студенти, разработване на нови стратегии за повишаване степента на запазване на студентите, разбиране на влиянието на отпадането на обучаеми върху финансирането. За студентите също е важно навреме да осъзнаят, че за тях съществува риск за отпадане от обучението. Ако бъдат уведомени навреме от ръководството на университета и преподавателите, те могат да предприемат действия (т.е. да бъдат проактивни) и да

направят необходимото, за да навакнат изоставането и да получат допълнителна помощ и съдействие.

### ЛИТЕРАТУРА

1. ЕК, Съобщение за медиите (2014). Пропуски по отношение на информацията спъват висшето образование в много страни от ЕС. Намерено на 11 март 2015г.: [http://europa.eu/rapid/press-release\\_IP-14-592\\_bg.htm](http://europa.eu/rapid/press-release_IP-14-592_bg.htm)
2. Tinto, V., (2006). Research and practice of student retention: What next? *College Student Retention: Research, Theory, and Practice*, Vol. 8(1), 2006-2007, pp.1-19. Last visited on 11 March 2015 at: [http://www.uaa.alaska.edu/governance/facultysenate/upload/JCSR\\_Tinto\\_2006-07\\_Retention.pdf](http://www.uaa.alaska.edu/governance/facultysenate/upload/JCSR_Tinto_2006-07_Retention.pdf)
3. Thomas, L., 2002. Student retention in higher education: the role of institutional habitus. *Journal of Education Policy*, Vol. 17 No. 4, August, pp. 423-442. Last visited on 2 March 2015 at: <http://www.ulster.ac.uk/star/resources/stu%20retention.pdf>
4. Seidman, A., 1996. Spring Retention Revisited: RET=EId+(E+I+C)Iv. *College and University*, 71(4), 18-20. Last visited on 5 March 2015 at: [http://www.ccsr.org/article\\_retention\\_revisited.htm](http://www.ccsr.org/article_retention_revisited.htm)
5. Hanover Research (2012). How Data Mining Helped 11 Universities Improve Student Retention Strategies. Last visited on 5 March 2015 at: <http://www.hanoverresearch.com/insights/how-11-universities-will-improve-student-retention/?i=higher-education>
6. Zhang, Y., Oussena, S., Clark, T., Kim, H. (2010). Use Data Mining to Improve Student Retention in Higher Education – a Case Study. Available from Middlesex University's Research Repository at: [http://eprints.mdx.ac.uk/5808/1/%5BCam\\_Ready%5DICEIS2010%20Use%20Data%20Mining\\_Ying.pdf](http://eprints.mdx.ac.uk/5808/1/%5BCam_Ready%5DICEIS2010%20Use%20Data%20Mining_Ying.pdf)
7. Yu, C., DiGangi, S., Jannasch-Pennell, A., Kaprolet, C. (2010). A Data Mining Approach for Identifying Predictors of Student Retention from Sophomore to Junior Year. *Journal of Data Science*, Vol.8(2010), pp.307-325. Available at: <http://www.jds-online.com/files/JDS-574.pdf>
8. Bogard, M., Helbig, T., Huff, G., James, C. (2011). A Comparison of Empirical Models for Predicting Student Retention. *White Paper*. Office of Institutional Research, Western Kentucky University. Available at: [http://www.wku.edu/instres/documents/comparison\\_of\\_empirical\\_models.pdf](http://www.wku.edu/instres/documents/comparison_of_empirical_models.pdf)
9. Djulovic, A., Li, D. (2013). Towards Freshman Retention Prediction: A Comparative Study. *International Journal of Information and Education Technology*, Vol.3, No.5, Oct. 2013, pp.494-500. Available at: <http://www.ijiet.org/papers/324-K045.pdf>
10. Yadav, S., Bharadwaj, B., Pal, S. (2012). Mining Education Data to Predict Student's Retention: A comparative Study. *International Journal of Computer Science and Information Security (IJCSIS)*, Vol.10, No.2, pp.113-117. Available at: <http://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1203/1203.2987.pdf>
11. El Din Ahmed, A., Elaraby, I. (2014). Data Mining: A prediction for Student's Performance Using Classification Method. *World Journal of Computer Application and Technology*, Vol.2(2), pp.43-47. Available at: <http://www.hrpub.org/download/20140105/WJCAT3-13701793.pdf>
12. Dadkhahan, L., Al Azmeh, M. (2013). Critical Appraisal of Data Mining as an Approach to Improve Student Retention Rate. *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)*, Vol.2, Iss.11, pp.148-152. Available at: [http://ijeit.com/vol%202/Issue%2011/IJEIT1412201305\\_30.pdf](http://ijeit.com/vol%202/Issue%2011/IJEIT1412201305_30.pdf)
13. Kabakchieva, D. (2013). Predicting Student Performance by Using Data Mining Methods for Classification. *Journal of Cybernetics and Information Technologies (CIT)*, Vol.13, No.1, pp.61-72. Available at: [http://www.cit.iit.bas.bg/CIT\\_2013/v13-1/Kabakchieva.pdf](http://www.cit.iit.bas.bg/CIT_2013/v13-1/Kabakchieva.pdf)

Контакти

E-mail: [dkabakchieva@unwe.bg](mailto:dkabakchieva@unwe.bg)



•Journal of the Technical University – Sofia  
Plovdiv branch, Bulgaria  
“Fundamental Sciences and Applications” Vol. 21, 2015  
International Conference on Engineering, Technologies and Systems  
TECHSYS 2015  
BULGARIA

## ПОДХОДИ ЗА УСЪВЪРШЕНСТВАНЕ ИЗПОЛЗВАНЕТО НА ИНФОРМАЦИОННИ ТЕХНОЛОГИИ В СФЕРАТА НА ВИСШЕТО ОБРАЗОВАНИЕ В БЪЛГАРИЯ

АНТОНИО ХАДЖИКОЛЕВ, КРАСЕН ПЕНЧЕВ

**Резюме:** *В условията на глобализация и навлизане на информационните технологии и интернет във всички сфери на човешкия живот, методите за преподаване, използвани в университетите, могат да бъдат променени по начин, целящ постигане на по-висока ефективност и добавена стойност и успешна практическа реализация на студентите. В доклада се посочват различни примери за използване на информационните технологии във висшето образование – възможност за обучение чрез използване на социални мрежи, създаване на мобилни приложения в улеснение на студентите, изграждане на необходимата мрежова инфраструктура с цел поддържане на тенденцията BYOD, развитие на дистанционното обучение, използване на работна среда, близка до тази в реалната практика. На база на изследвания опит в световен мащаб, се правят препоръки по какъв начин могат най-целесъобразно да бъдат използвани съвременните информационни технологии в сферата на висшето образование в България.*

**Ключови думи:** *висше образование в България, информационни технологии, интернет, социални мрежи, мобилни приложения, BYOD (Bring your own device), MOOC (Massive online open course)*

## METHODS FOR IMPROVING THE IMPLEMENTATION OF INFORMATION TECHNOLOGIES IN THE HIGHER EDUCATION IN BULGARIA

ANTONIO HADZHIKOLEV, KRASEN PENCHEV

**Abstract:** *In the global world we live in, the role of information technologies and Internet in our lives is getting bigger every day. This requires changes in the teaching methods used in higher education institutions, so they can be as effective as possible, and their graduates can be specialists in their respective fields. There are different examples of integrating information technologies in higher education around the world like social networks and mobile device apps that support the learning process, building and maintaining the infrastructure which makes the existence of the BYOD trend possible, using MOOC and interactive methods which help to prepare the students for the life after graduation. Based on the researched experience in the report, recommendations are made about how the modern information technologies could be used in the most efficient way in the area of higher education in Bulgaria.*

**Key words:** *higher education in Bulgaria, information technologies, Internet, social network, mobile applications, BYOD (Bring your own device), MOOC (Massive online open course)*

## 1. Основни положения

Дали едно образование е качествено или не, бихме могли да съдим по това каква част от завършилите студенти успяват да намерят работа по специалността, която изучават. За съжаление, статистиките изследват единствено колко от завършващите университет са намерили работа, без значение дали тя кореспондира с изучаваната от тях специалност. В България този процент е малко над 65. За сравнение в развити държави като Германия и Австрия той е над 90.

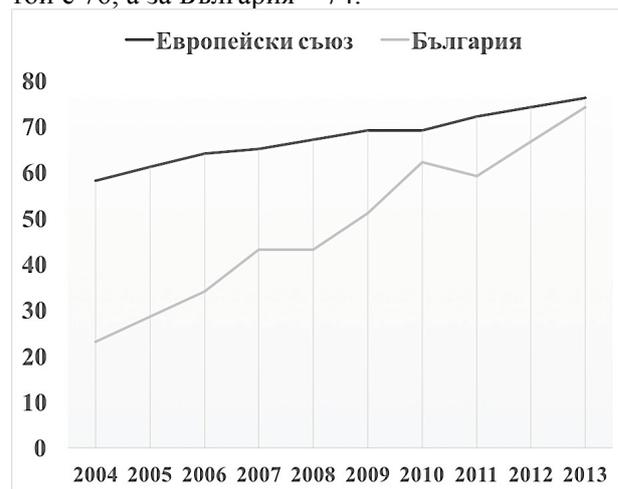
Предвид текущото състояние на българското висше образование, става ясно, че са необходими сериозни реформи, които да повишат неговото качество и да осигурят по-добрата реализация на студентите. Те трябва да са свързани с промени в самите учебни планове, осъвременяване на специалностите в съответствие с търсенето на пазара на труда, промяна на начина на финансиране на университетите и по-голяма практическа насоченост на обучението. От изключително важно значение е да има и промяна в методите на преподаване, тъй като в по-голямата си част в днешно време те са остарели и недостатъчно ефективни.

През 21. век образованието трябва да се обърне към информационните технологии, които предлагат редица възможности за прилагане на различни интерактивни методи за представяне на информацията, използването на които неминуемо ще доведе до увеличаване на качеството на обучението и конкурентоспособността на образованието. Необходимо е българските висши учебни заведения да почерпят опит от други страни, където използването на такива технологии е факт отдавна и вече е дало необходимия резултат.

## 2. Методи за усъвършенстване използването на информационни технологии във висшето образование в България

В съвременния свят понятието информационни технологии е пряко обвързано с наличието на достъп до интернет. За да се добие по-ясна представа за този показател в конкретната предметна област, е изследван периодът 2004 – 2013 г. по процент на учащите във висши учебни заведения, които използват информационни технологии и интернет в съответното висше училище [5]. От графиката се

вижда, че използването на интернет във висшите учебни заведения от Европейския съюз расте умерено – от 58% през 2004 г. до 76% през 2013 г. В България е налице рязко увеличение на този показател, като за разглеждания период той е нараснал почти четири пъти. Разликата в процентно отношение за 2013 г. между ЕС и България е едва два процентни пункта – за ЕС той е 76, а за България – 74.



**Фиг. 1.** Процент на учащите във ВУЗ в България и Европейския съюз, използващи интернет във висшето учебно заведение, в което се обучават

Предвид високия процент на използване на информационни технологии и интернет в българските висши учебни заведения, може да се заключи, че те реагират своевременно и адекватно на европейските и световни тенденции. Използвайки съществуващата мрежова инфраструктура, университетите биха могли да въведат нови методи за обучение, които да са базирани на използването на съвременните информационни технологии. Като конкретни възможности в доклада са разгледани:

- използване на социални мрежи, предназначени за обучение;
- доизграждане на мрежовата инфраструктура с цел поддържане на налагащата се в момента тенденция BYOD (Bring your own device) ;
- доразвиване на дистанционната форма на обучение и изграждане на MOOC (Massive open online course) система с онлайн курсове, която е достъпна за всички, независимо от това дали те са студенти или не;
- разработване на мобилни приложения с цел улесняване достъпа на

студенти до актуална информация, свързана с висшето училище и учебния процес.

### **2.1 Използване на социални мрежи, предназначени за обучение**

Уеб-базираните системи за обучение предоставят възможност за придобиване на знания по всяко време, навсякъде и със скорост, определяна от обучаващия се. Често обаче студентите имат нужда да споделят, да задават въпроси и да общуват с хора, които са се сблъскали със същите проблеми или имат сходни въпроси. В подобна онлайн система е наложително да има и форум, в който хората да контактуват - често обаче това не е достатъчно, за да бъде наречено обучението активно в истинския смисъл на думата.

Социалните мрежи също имат своето място в академичното образование, при условие че се спазват определени правила. Те увеличават своята полезност с нарастване броя на потребителите им - това се отнася в особена степен за мрежите, предназначени за обучение. В тях се задават въпроси и се водят дискусии, породени от даден проблем или въпрос, като всеки в мрежата може да вземе участие. Резултатът е масово обучение, защото не съществува ограничение към хората, които могат да използват предоставената информация. Социалните мрежи, предназначени за обучение, са изключително гъвкави и мащабируеми, което допълнително увеличава тяхната полезност. За съжаление, това е форма на обучение, която е слабо застъпена от българските академични институции, но която би довела до значително повишаване на ефективността и качеството на висшето образование.

Обучението чрез социални мрежи също би могло да крие и някои недостатъци. Такъв например е възможността от пренасяне на мрежата с потребители или коментари по различни дискусии. В подобен случай е много вероятно студентът да пропусне нещо важно и интересно в изобилието от коментари и гледни точки по обсъждания проблем. Първоначално, обучаващите се биха могли да изпитват затруднения в процеса на използване на една такава социална мрежа. Дизайнерите и проектантите трябва да направят така че да се намали първоначалният шок от използването ѝ. Те трябва да дадат насоки на потребителите как да работят с нея ефективно, за да се възползват от всички ползи на нейното съществуване и тя да има най-голяма добавена стойност за тях.

### **2.2 Доразвиване на мрежовата инфраструктура с цел поддържане на технологията BYOD**

Голяма част от студентите притежават някакъв вид преносимо устройство – лаптоп, таблет, смартфон и др. Те често носят тези устройства в сградата на учебното заведение като помощни за своето обучение средства. Bring your own device представлява тенденция, при която потребителите използват своите преносими устройства на обществени места, чрез които достъпват мрежата, и не е необходимо да използват наличните стационарни такива. Мобилните устройства са предпоставка за самостоятелно обучение, което с тяхна помощ може да се осъществи навсякъде и по всяко време, предполагайки все по-голямата им роля в сферата на висшето образование.

Едно от най-големите предимства на мобилните устройства е, че те могат да се свързват към интернет навсякъде, като за тази цел е необходимо университетите да изградят подходящата мрежова инфраструктура с капацитет, който да е достатъчен, за да обслужва броя студенти, които ще използват мрежата. Освен физическо свързване на компютрите, намиращи се в учебните зали на университетите, трябва да се изградят и достатъчен брой точки за достъп с цел безжично използване на интернет от страна на студентите. В голяма част от академичните институции в страната подобна мрежа вече съществува, но често тя се оказва недостатъчна, за да посрещне всекидневно увеличаващия се трафик – необходимо е да се извършат допълнителни инвестиции в тази насока. От изключително значение е също ресурсите на даденото висше учебно заведение да бъдат достъпни на различни видове мобилни устройства, за да могат те да се използват пълноценно в процеса на обучение.

В днешно време ролята на преподавателите се променя от хора, които трябва да предадат информацията на достатъчно достъпно ниво към такива, които показват как обучаващите се да намират нужната им информация в интернет, която в наши дни е само на „един клик разстояние”. Имайки постоянен и непрекъснат достъп до интернет, студентите биха могли да участват активно в учебния процес, задавайки своевременно въпроси и търсейки допълнителна информация.

Много български университети разполагат с библиотеки с изключително интересна и полезна за студентите литература. Ако тя бъде дигитализирана, несъмнено би

достигнала до много повече хора без значение от тяхното местоположение или времето на използване на съответния ресурс. По този начин ще се предостави достъп на по-голяма аудитория до редки екземпляри на дадена книга или учебник, които са в ограничено количество и не могат да се заемат извън читалнята на съответната библиотека.

### **2.3 Усъвършенстване на дистанционната форма на обучение и изграждане на МООС система**

Навлизайки в българските университети, дистанционното обучение в много случаи дори е възприемано като бъдещ заместител на задочната форма на обучение. При него обучението до голяма степен се извършва посредством интернет, което предполага използване на вече готови информационни технологии от висшите учебни заведения или създаване на такива.

Противоположно на световните тенденции, студентите в България все още предпочитат присъствената форма на обучение пред задочната или дистанционната. Достъпността на висшето образование у нас спомага за това редовната форма да бъде по-предпочитана и нашите университети да не усещат нуждата от въвеждане на нови подходи и технологии в процеса на преподаване и обучение. В недалечно бъдеще, обаче, ще има осезаема нужда да се използват електронни системи, които да подпомагат конвенционалните методи на преподаване. Масовостта на българското висше образование и обемът на преподавания материал водят до нуждата от допълнително самообучение, което може да стане само "с едно кликане на мишката", при условие че съществуват условия за това.

МООС (Massive online open course) е термин, с който се описват онлайн платформи, съдържащи курсове по различни дисциплини, които са достъпни за всички безплатно или срещу съответното заплащане. Тенденцията в световен мащаб е свързана със създаването на такива уеб-базирани електронни системи, предназначени за обучение и съдържащи голям обем информация и учебни материали, свободно достъпни за желаещите да почерпят знания. Под учебни материали се има предвид лекции в електронен формат, задания за домашна работа, аудио- и видеоклипове, уеб приложения. Един от огромните плюсове на онлайн обучението е, че могат да се симулират ситуации и процеси, близки до тези в практиката, което би спомогнало за повишаване знанията на

студентите и по-добрата им реализация на пазара на труда. Уебсайтове като Coursera и Udey са примери как трябва да изглежда една такава информационна система. При разработване на подобна система е важно да се определи обемът и задълбочеността на предоставената информация. Те зависят от хората, към които тя е насочена, а по примера на Coursera дори не е задължително те да бъдат студенти. Ако системата или част от нея бъде използвана от студенти в дистанционна форма на обучение, предоставената информация трябва да бъде достатъчно изчерпателна, за да могат да се покрият целите на следването. В случай че тя включва учебни материали за студенти в редовна форма на обучение, обемът и изчерпателността трябва да са такива, че да не отпадне нуждата студентите да присъстват на академичните занятия.

Ползите, които българските университети могат да извлекат от въвеждането на подобни уеб-базирани информационни системи, са свързани с повишаване на ефективността на обучението и качеството на висшето образование. Едно такова технологично нововъведение може да повиши интереса към висшето учебно заведение, да го направи по-популярно и желано. Това обаче би могло да се окаже негатив, ако качеството на предоставените учебни материали не е на достатъчно високо ниво. Във връзка с това може да се посочи втора полза - университетите, имайки предвид необятността на интернет пространството и възможността на всекиго да достъпи тези материали, биха се стремили да се представят на възможно най-високо равнище, предлагайки изключително стойностни учебни материали. Това би довело до осезаемо повишаване качеството на обучение и на знанията на специалистите, които се дипломират от дадената академична институция. Съществуващата възможност за финансова изгода също би могла да бъде допълнителен стимул за университетите. Ако например всички или част от материалите бъдат налични единствено срещу заплащане за студенти, които не се обучават в учебното заведение, то могат да се получават приходи от това технологично нововъведение, като по този начин се изплати първоначалната инвестиция за него. Това обаче до голяма степен противоречи с основната идея на тези системи, а именно - безплатно онлайн обучение и свободен достъп до информация.

Като примери за академични институции, които са въвели и използват подобни онлайн системи, предоставящи

свободен достъп до различни курсове на обучение, могат да се посочат Harvard, Stanford, Oxford, Yale, MIT, Carnegie Mellon и други. Изброените университети са изключително реномирани, а студентите, дипломиращи се в тях, са безспорно сред водещите специалисти в света.

#### **2.4 Усъвършенстване на дистанционната форма на обучение и изграждане на МООС система**

От важно значение е ресурсите на съответното учебно заведение да бъдат достъпни за всички видове мобилни устройства. Много университети разработват приложения за Android, iOS и Windows Phone, чрез които студентите осъществяват достъп до учебните си материали, проверяват своето учебно разписание или студентско състояние, имат възможност за проверка дали даден учебник или книга са налични в библиотеката или читалнята. За съжаление, към този момент българските университети не разполагат с подобни приложения, а често уеб сайтовете им не са оптимизирани за мобилни устройства, което допълнително затруднява желаещите да получат своевременно информация на своето портативно устройство.

Съществуват редица висши учебни заведения по света, в които вече са разработени и внедрени успешно подобни приложения – Texas A&M University, University of California, University of Alabama, Ohio State University, Massachusetts Institute of Technology, Harvard и редица други. Освен основните възможности, посочени по-горе, в тях са вградени и карти на корпусите на университетите с цел по-лесната ориентация и навигация на студентите на база на технологията GPS, информация за градския транспорт и неговото актуално разписание, телефони и контакти на административните центрове в съответното висше учебно заведение, информация за метеорологичните условия, възможност за записване в различни курсове и свободноизбираеми дисциплини, връзка с вече дипломирали се студенти от съответния университет, достъп до форуми, свързани с тези институции, достъп до менюта на студентските зали за хранене и други.

Съществуват различни сайтове като Guidebook, чрез които по лесен начин, срещу съответното заплащане, може да се разработи такава приложение, съдържащо различна по характер информация, свързана с даденото висше учебно заведение. Подобна инвестиция несъмнено ще бъде полезна на студентите, като ще им помогне да разполагат с актуална

информация, свързана с университета по всяко време, където и да се намират.

### **3. Заключение**

В условията на глобализация и навлизане на информационните технологии и интернет във всички сфери на човешкия живот (Internet of Everything), методите за преподаване, използвани в университетите, могат да бъдат променени по начин, целящ тяхната по-висока ефективност, като се търси примера на водещи европейски и световни образователни институции. Възможностите за промяна са свързани с използване на социални мрежи с образователна цел, разрастване на мрежовата инфраструктура, така че тя да може да посрещне увеличаващия се трафик, развитие на дистанционното обучение и създаване на МООС системи за свободен или платен достъп до курсове и учебни материали и разработване на мобилни приложения в удобство на студентите, чрез които те да имат достъп до информация, свързана с университета, независимо от тяхното местоположение. Реализирането на всички тези възможности ще спомогне за по-ползотворния учебен процес, като същевременно с това ще доведе и до увеличаване репутацията на българските висши училища, повишаване качеството на обучение в тях и неговата добавена стойност.

### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Lampert, M. (2001), *Teaching Problems and the Problems of Teaching*. Yale University Press, New Haven.
2. Russell, S. и др. (2002), *Artificial Intelligence: A Modern Approach*, Prentice Hall, второ издание.
3. Pachler, K. (2007), *Mobile Learning Towards a Research Agenda*, Leading Education and Social Research, 1-96.
4. Woolf, B. P. (2009), *Building Intelligent Interactive Tutors: Student-Centered Strategies for Revolutionizing E-Learning*, Elsevier Publishing Morgan Kauffman, San Francisco.
5. "Eurostat Employment Statistics", Достъпен: <http://www.ec.europa.eu/eurostat/> [20. март 2015]
6. Пейчева-Форсайт, Р. (2010), *Електронното обучение – теория, практика, аспекти на педагогически дизайн*, Списание на Софийския университет за електронно обучение, Достъпен: <http://journal.e->

- [center.uni-sofia.bg/f/downloads/2010/Broi1/R.Pejcheva.pdf](http://center.uni-sofia.bg/f/downloads/2010/Broi1/R.Pejcheva.pdf) [10. март 2015]
7. Международна конференция “Образователни политики в 21. век” – сборник с доклади, Достъпен: <http://edu21project.eu/files/download/EDU21-ConferenceProceedings-isbn.pdf> [20. март 2015]
  8. Selwyn, N., *Social media in higher education*, Достъпен: <http://www.educationarena.com/pdf/sample/sample-essay-selwyn.pdf> [10. март 2015]
  9. The Economist, *The future of higher education: How technology will shape learning*, Достъпен: [http://www.nmc.org/pdf/Future-Of-Higher-Ed\(NMC\).pdf](http://www.nmc.org/pdf/Future-Of-Higher-Ed(NMC).pdf) [8.март 2015]
  10. *Massive online open courses – higher education’s digital moment?*, Достъпен: <http://www.universitiesuk.ac.uk/highereducation/Documents/2013/MassiveOnlineOpenCourses.pdf> [18. март 2015]
  11. Lynch, L., *5 colleges with great mobile apps*, Достъпен: <http://college.usatoday.com/2012/08/15/5-colleges-with-great-mobile-apps/> [10. март 2015]
  12. *All Harvard Mobile*, Достъпен: <http://www.harvard.edu/all-harvard-mobile> [10. март 2015]
  13. *Mobile Oxford*, Достъпен: <http://www.ox.ac.uk/> [10. март 2015]
  14. *Guidebook*, Достъпен: <http://www.guidebook.com/> [20. март 2015]

Контакти:

Антонио Антониев Хаджиколев,  
гр. Варна, ул. Яребична 1  
E-mail: antonio.antoniev@gmail.com

Красен Ясенов Пенчев  
гр. Добрич, ул. Цар Симеон 36  
E-mail: krasen4161@gmail.com



## COMPARATIVE ANALYSIS OF SOFTWARE AND HARDWARE FPGA-BASED IMPLEMENTATION OF WEIGHTED AVERAGE LINEAR SPATIAL FILTERS

IVAN KANEV

**Abstract:** *One modern approach to the weighted average linear spatial filter (LSF) realization is implementing them in FPGA or ASIC platforms. In this paper, two FPGA-based methods to compute LSF – software and hardware - are studied and compared. With the software-based method, filters are programs executed by FPGA implemented microcontrollers. With the hardware-based method, filter realization relies entirely on components synthesized by FPGA logic elements. The time needed for the filters to be computed with a particular FPGA platform is selected as a criterion for comparison. The comparison-based analysis is aimed at defining the trends in the future development of FPGA-based weighted average LSF. The basic operations executed by the components are studied.*

**Key words:** *linear spatial filter, LSF, weighted average. FPGA, NIOS II*

### 1. Introduction

Spatial filtering is one of the basic image processing tools which has a wide range of applications. The output of filtering an image  $p(x,y)$  of size  $M \times N$  is a new pixel  $g(x,y)$  with coordinates equal to the coordinates of the square neighborhood center, and whose value is the result of the filtering operation [1,2,3]. The filtering effect is defined by the mask of weights  $w(a,b)$  of size  $S \times S$ , where  $S$  is an odd number and  $S \geq 3$  [4]. One of the most commonly used linear filters is weighted average filter. In a general way, the filtering of an image of size  $M \times N$  with weighted average filter is presented with the expression:

$$g(x, y) = \frac{\sum_{a=-k}^k \sum_{b=-k}^k w(a, b) \cdot p(x + a, y + b)}{\sum_{a=-k}^k \sum_{b=-k}^k w(a, b)}, \quad (1)$$

where:

$$k = \frac{S - 1}{2}, \quad k = \{1, 2, \dots, 5\}; \quad (2)$$

$$x = 0, 1, 2, \dots, M - 1; \quad (3)$$

$$y = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad (4)$$

In (1),  $x, y$  designate the global coordinates of pixels in the input image  $p(x,y)$ , and  $a, b$  - the relative coordinates of the same image within the window of size  $S \times S$ .

There are two basic methods to implement the filter (1) using FPGA platforms:

1. Software method. With this method, filters are realized through programs executed by FPGA-based microcontrollers.

2. Hardware method. With this method, filters are entirely realized through components synthesized by the FPGA logic elements.

This study is aimed at comparing the time consumed for the filters to be computed employing both methods with a certain FPGA platform.

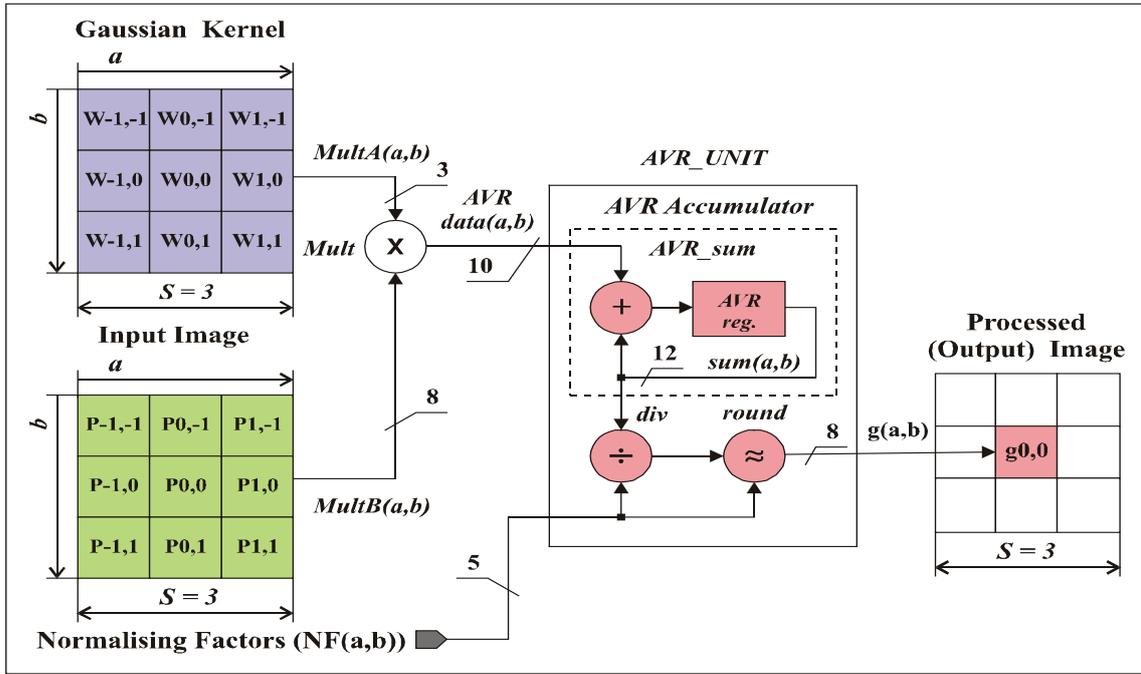


Fig.1. Conceptual model of components used for hardware implementation of the weighted average filters

## 2. Models and operations for hardware implementation of the weighted average filters

Defining a conceptual model of components used for hardware implementation of the weighted average filters is the first and very important step for their complete study and development. The conceptual model (Fig.1) should suggest focusing on: the basic operations for implementing the components; the subcomponents used for the realization of these components; the signals used to connect the different subcomponents.

The weighted average filters can be implemented in hardware employing the following three operations:

1. Multiplication of elements with the same coordinates in matrices Gaussian Kernel and Input Image. Generally, this operation is defined by the following dependence:

$$AVRdata(a,b) = w(a,b).p(a,b). \quad (5)$$

Operation (5) can be executed by subcomponent for hardware multiplication  $Mult$ , embedded in FPGA. Assuming that the weights  $w(a,b)$  and the current pixels  $p(a,b)$  are stored in memories, (5) can be presented as follows:

$$AVRdata(a,b) = MultA(a,b).MultB(a,b). \quad (6)$$

The products  $AVRdata(a,b)$  define input data which are used in the computations to follow in the component  $AVR\_UNIT$ .

2. Summation of products  $AVRdata(a,b)$ . The dividend of filter (1) is formed with the operation  $sum(a,b)$  in component  $AVR\_UNIT$ .

$$sum(a,b) = \sum_{a=-k}^k \sum_{b=-k}^k AVRdata(a,b). \quad (7)$$

The operation  $sum(a,b)$  is executed by the subcomponent „AVR\_Accumulator” which comprises an adder  $AVR\_sum$  and register  $AVR\_reg$ . The adder receives as operands the current value of  $AVRdata(a,b)$  and the previous value of  $AVR\_reg$ . All the values of  $AVRdata(a,b)$  having been summed up, the final value of  $sum(a,b)$  is stored in register  $AVR\_reg$ .

3. Normalization of filtered pixels  $g(a,b)$ . This operation is aimed at equalizing the pixels of the input image with the pixels of the filtered image in terms of bits. Generally, this operation is defined by the following expression:

$$g(a,b) = div + round, \quad (8)$$

where:

$$div = \frac{sum(a,b)}{NF(a,b)}, \quad (9)$$

is an operation in which the filtered pixels are normalized through division;

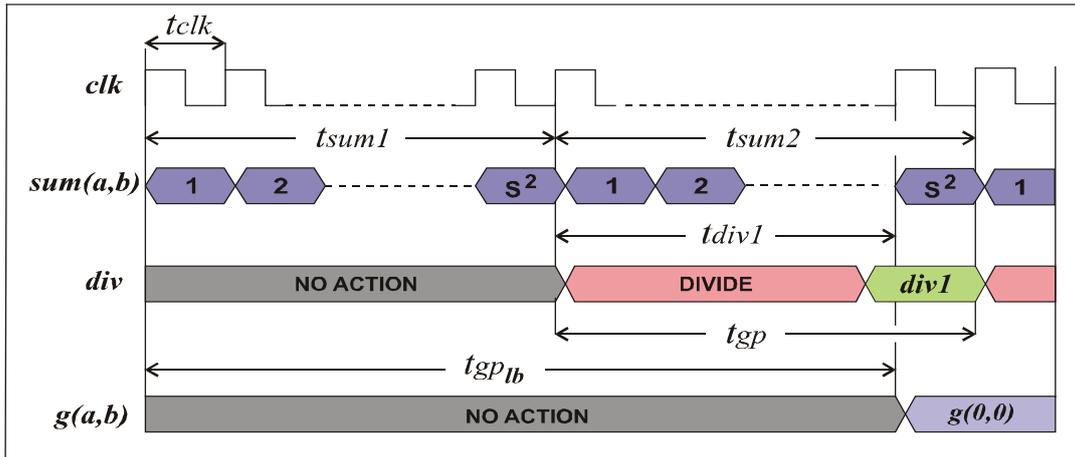


Fig. 2. Timing model for the hardware implementation of weighted average filters -  $R_m > 1$

$NF(a,b)$  is normalization factor, and

$$NF(a,b) = \sum_{a=-k}^k \sum_{b=-k}^k w(a,b); \quad (10)$$

$round$  is a factor by which the rounding is calculated after the operation  $div$ .

### 3. Timing models for the hardware implementation of weighted average filters

Let us assume that  $AVRdata(a,b)$  (5) is executed within one cycle of the system clock  $tclk$ . We designate the time for the execution of operation  $sum(a,b)$  (7) with  $tsum$ , and assume that

$$tsum = tclk \cdot S^2. \quad (11)$$

With  $tdiv$  we designate the time needed for the operation  $div$  (9) to be executed.

Let us define the ratio

$$R_m = \frac{tsum}{tdiv}. \quad (12)$$

Depending on the value of  $R_m$ , there are two methods for implementing the operations through which the filters are calculated (1):

#### 3.1. Sequential method

If  $R_m \leq 1$ , the operations  $sum(a,b)$  (7) and  $div$  (9) are executed sequentially for the time  $tgc$ :

$$tgc = tsum + tdiv. \quad (13)$$

For the purposes of this study, the particular case  $R_m = 1$  is of interest. Then:

$$tgc = tclk \cdot 2S^2. \quad (14)$$

#### 3.2. Pipeline method

If

$$tdiv = tclk(S^2 - 1), \quad (15)$$

$R_m > 1$  and the operations with which the pixels of the filtered image are calculated can be implemented in pipeline mode (Fig. 2). With this method, after the first iteration ( $x, y = (0,0)$ ) the operations  $sum(a,b)$  and  $div$  are executed in parallel for time  $tgp$ , where

$$tgp = tclk \cdot S^2. \quad (16)$$

The first valid value of the output function is set with latency  $tglb$ ,

$$tglb = tclk(2S^2 - 1), \quad (17)$$

which requires increasing the total number of operations by 1 for the last value of  $g(a,b)$  to be calculated.

### 3.3. Comparative analysis

Let us assume that weighted average filters are applied to a  $M \times N$  image. If we use  $O_c$  to designate the number of operations needed to compute the filters employing the sequential method:

$$O_c = (M - S + 1) \cdot (N - S + 1). \quad (18)$$

and  $O_p$  to designate the number of operations needed to compute the filters employing the pipeline method

$$O_p = O_c + 1, \quad (19)$$

then the factor

$$O_r = \frac{O_p}{O_c} = \frac{1}{O_c} + 1 \quad (20)$$

can be utilized for comparing the timing parameters of the two methods.

The values of the ratio  $1/O_c$  for various sizes  $M \times N$  of the image being filtered and for a certain  $S$  are presented in Table 1.

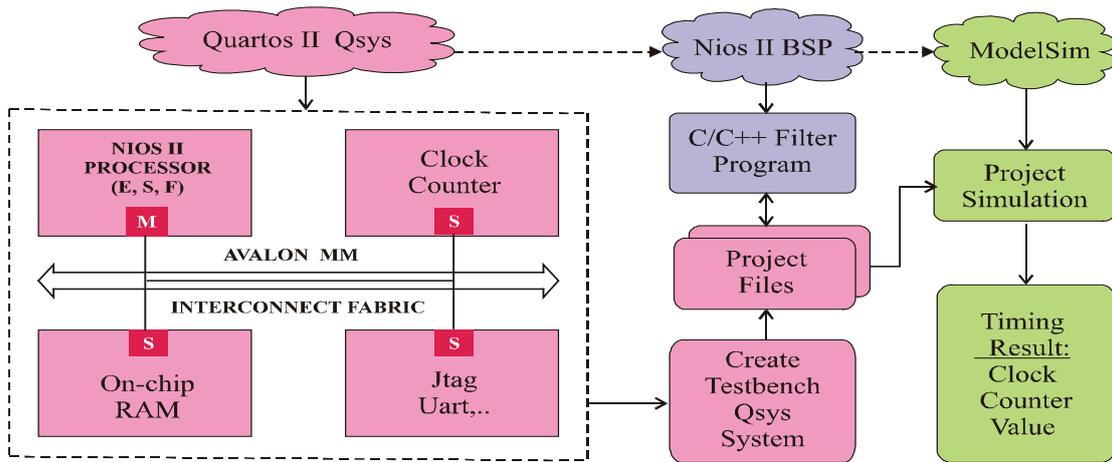


Fig. 3. Methodology for measuring the time of the software computing of weighted average filters

Table 1. $1/Oc$			
M×N			
S	640×480	1024×768	1600×1200
3	3,28e-6	1,27e-6	0.52e-6
5	3,30e-6	1,28e-6	0.52e-6
7	3,32e-6	1,29e-6	0.52e-6
9	3,35e-6	1,30e-6	0.52e-6

Considering the results shown in Table 1 it is possible to assume that

$$1/Oc \approx 0. \quad (21)$$

Taking into account the conditions (14), (16), (19), (21), we can define the time for which the filters are computed using:

1. Sequential method

$$Tc = tclk.2S^2.Oc. \quad (22)$$

2. Pipeline method

$$Tp = tclk.S^2.Oc. \quad (23)$$

If the two methods are compared, the following conclusions can be drawn:

under the stated conditions (12) and taking into account (22) and (23) is executed twice as fast as the sequential method; with the pipeline method the input data flow  $AVRdata(a,b)$  (5), is not interrupted which is the basis for using pipelines before, in, and after the component AVR\_UNIT.

#### 4. Methodology for measuring the time in the software computation of weighted average filters

Within a project realized in the environment Qsys of Quartus II, one out of the three cores of the Nios II processors can be included (excluded)[6,7].

The mandatory components needed for a Qsys system - On-chip RAM; Jtag; UART; Timer; Sysid – are implemented in this project. For the purpose special timer Clock Counter is developed for measuring the time for software computation of weighted average filters.

The communication among all the components of the Qsys system is realized through the system bus Avalon MM Interconnect Fabric. This stage is finalized by generating a Qsys test bench. These tests are used in the follow-up studies needed for the defining of time for software computation of weighted average filters.

In Nios II BSP environment [8], a project in C/C++ is used to describe the filter to be studied.

```
#include <system.h>
#include <io.h>
int main()
{ /* code before measurements block */
IOWR(CLOCK_COUNTER_BASE, 0, 1);
// on the counting
/* code of measurement unit */
IOWR(CLOCK_COUNTER_BASE, 0, 0);
// off the counting
/* code after measurements block */ }
```

The integrated project (Quartus Qsys + Nios II BSP) is simulated with the simulator ModelSim [9]. The simulation complete, the number of cycles  $N_{SW}$  registered by Clock Counter for the studied filter is presented in Wave pane. With this stage, the procedures for measuring the time for software computation of weighted average filters are finalized.

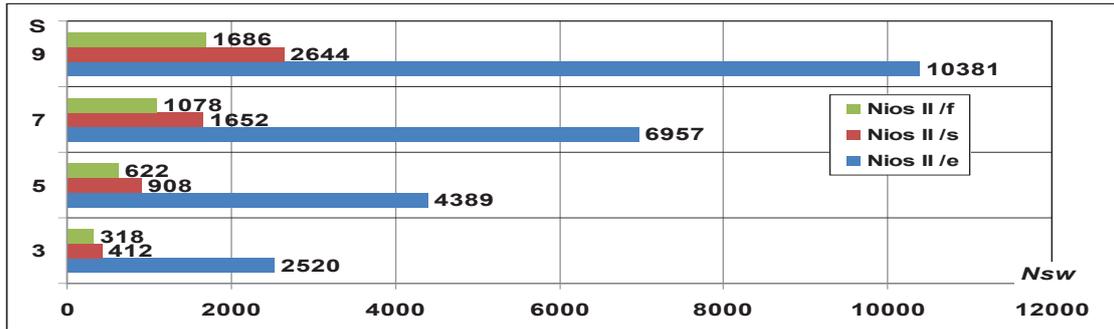


Fig. 4. Number of cycles for software computation of weighted average filters

### 5. Results

The comparative analysis of the time needed for software and hardware implementation of the FPGA-based weighted average linear spatial filters employing the methodology of Section 4 is realized through the following studies:

The structure of component clock\_counter is described in a RTL project using VHDL (Verilog). Design having been completed, Clock Counter is added to Qsys as a new component.

Before measuring the time required for an algorithm to be executed, it is necessary to define the number of cycles needed for Clock Counter to stop. The C/C++ test programs in the Nios II BSP environment have only the HAL functions by which Clock Counter is started and stopped.

```
int main()
{
    IOWR(CLOCK_COUNTER_BASE, 0, 1);
    IOWR(CLOCK_COUNTER_BASE, 0, 0);
    /* only the number of cycles to stop*/
}
```

For the number of cycles needed to stop Clock Counter to be defined a simulation for each of the three versions of Nios II e/s/f processors. The generalized results for the three processors being studied are shown in Table 2.

Processor	Nios II /e	Nios II /s	Nios II /f
Number of cycles	23	11	10

For every study of the speed by means of clock counter, these values should be subtracted from the number calculated in the component to get the correct result.

There are three projects based on the Nios II processors (e, s, f). In the Nios II BSP environment, a C/C++ program for the software realization of the filters being studied is written.

#### // Program Weighted Average

```
char S = 3; // 5, 7, 9
short AVRdata = 128; // AVRdata(a,b) (3)
char NF = 9; //
int main()
{ char total_pixels = S * S;
  short sum = 0; // sum(a,b) (6)
  char div = 0; // div (8)
  char g00 = 0; // g (0,0) (7)
  char i = 0;

  IOWR(CLOCK_COUNTER_BASE, 0, 1);

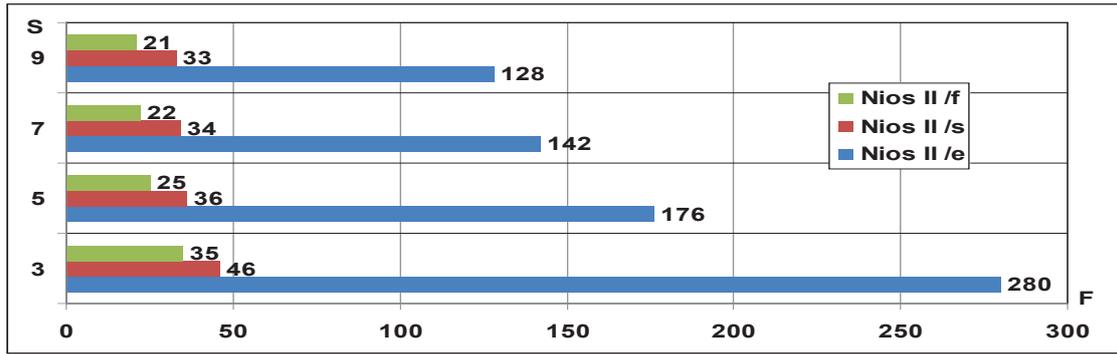
  // Start Clock Counter
  while(i < total_pixels)
  { sum += AVRdata;
    i++; }
  div = sum / NF;
  g00 = div + (sum % NF < (NF >> 1))
    ? ((char) 0) : ((char) 1);

  IOWR(CLOCK_COUNTER_BASE, 0, 0);

  /* Stop Clock Counter. Nios II stop
  cycle: e = 23; s = 11; f = 10 */
  return 0; }
```

For each of the projects a study is conducted employing the Weighted Average program, and using different values of S (2). After simulation, the number of cycles  $N_{SW}$  needed for the software realization of the filters is defined from the Wave pane of the simulator.

The results of this study are shown in Fig.4. In this study the values calculated for  $N_{SW}$  adjusted for number of cycles needed for the Clock Counter to stop.



**Fig.5.** Relative results ( $F$ ) for software and hardware computation of weighted average filters

To compare the two methods for computing weighted average linear spatial filter, the factor  $F$  is defined

$$F = \frac{N_{SW}}{S^2},$$

It reflects the ratio between the number of cycles  $N_{SW}$  counted by means of Clock Counter for the software realization of the filters being studied and the number of pixels needed for their hardware realization using the pipeline method (Fig.5.).

## 6. Conclusion

A conceptual model of the components used for hardware implementation of weighted average filters has been defined. The basic operations employed in the realization of the components have been studied. A timing model has been suggested, and on its basis two methods for realizing the filters - sequential and pipeline are studied. It has been proved that under certain conditions the pipeline method is realized twice as fast as the sequential method. A methodology for measuring the time for the software computation of weighted average filters has been suggested. On the basis of a simulation, the number of cycles needed for the software computation of the filters employing Nios II e/ s/ f/ microprocessors has been defined. The comparison of the two methods has shown that pipeline methods are faster than software methods - 21 times for NIOS II/f processor, and 280 times for NIOS II/s processor.

The results of this comparative analysis can be used in future studies focused on designing and studying of pipeline weighted average LSF and their implementation in FPGA.

## Acknowledgements

I owe a debt of gratitude to Petia Pavlova, Jordan Genoff and Dimitre Kromichev for their contribution to the studies conducted in this paper.

## REFERENCES

1. **Gonzalez R., Woods R.**, (2008 ). Digital Image Processing, *Prentice Hall*.
2. **Szeliski R.** (2010). Computer Vision: Algorithms and Applications, *Springer*.
3. **Csetverikov D.**, Basic Algorithms for Digital Image Analysis: a course, <http://visual.ipan.sztaki.hu>.
4. **S. Annadurai., R. Shanmugalakshmi**, (2007). Fundamentals of Digital Image Processing, ePub ISBN 9789332501454 Copyright © 2007 Dorling Kindersley (India) Pvt. Ltd.
5. **ACS-7205-001** (2012-13). Digital Image Processing, Fundamental of Spatial Filtering, Page 120 Winter Term.
6. **Altera Corporation** (2014). The Quartus II TimeQuest Timing Analyzer.
7. **Altera Corporation** (2014). Quartus II Handbook.
8. **Altera Corporation**(2014). Nios II BSP
9. **Altera Corporation**(2012). Using ModelSim to Simulate Logic Circuits in VHDL Designs

Department of Computer Systems and Technologies, Technical University - Sofia, Branch Plovdiv 25 Tsanko Dyustabanov Str.

Email: itkanev@yahoo.com



## AN APPROACH TO FPGA-BASED DESIGN OF WEIGHTED AVERAGE LINEAR SPATIAL FILTERS

IVAN KANEV

**Abstract:** *This paper presents one approach in which the normalized value of the filtered pixel is computed by means of dividing the cross-correlation function of spatial filters by the normalization factor. An architectural and a functional model of a FPGA-based weighted average component are presented. The resources utilized in the FPGA implementation of the component are defined. Timing analysis and simulation of the component are realized.*

**Key words:** *linear spatial filters, LSF, weighted average, VHDL, FPGA, NIOS II*

### 1. Introduction

The filtering of an image  $p(x, y)$  of dimensions  $M \times N$  results in a new pixel  $g(x, y)$  with coordinates equal to the coordinates of the center of the neighborhood, and whose value is the output of the filtering operation [1,2,3,4]. The filtering effect is defined by the mask of weights  $w(a, b)$ .

Let  $G(x, y)$  denote the cross-correlation function of the linear spatial filters [5] which is defined in a window of size  $S \times S$ , where  $S$  is an odd number, and  $S \geq 3$ :

$$G(x, y) = \sum_{a=-k}^k \sum_{b=-k}^k w(a, b) \bullet p(x+a, y+b), \quad (1)$$

where:

$$k = \frac{S-1}{2}, \quad k = \{1, 2, \dots\}; \quad (2)$$

$$x = 0, 1, 2, \dots, M-1; \quad (3)$$

$$y = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (4)$$

$$w(a, b) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + b^2}{2\sigma^2}\right). \quad (5)$$

In (1)  $x, y$  designate the global coordinates of pixels in an input image  $p(x, y)$ , and  $a, b$  designate the relative coordinates of the same image in the window of size  $S \times S$ . Most often the normalized Gaussian 2D operator (5) (also denoted as Gaussian Kernel) [3] is used for the realization of  $w(a, b)$ .

The normalized value of the filtered pixel  $g(x, y)$  can be calculated through dividing  $G(x, y)$  by the normalization factor  $NF(a, b)$ :

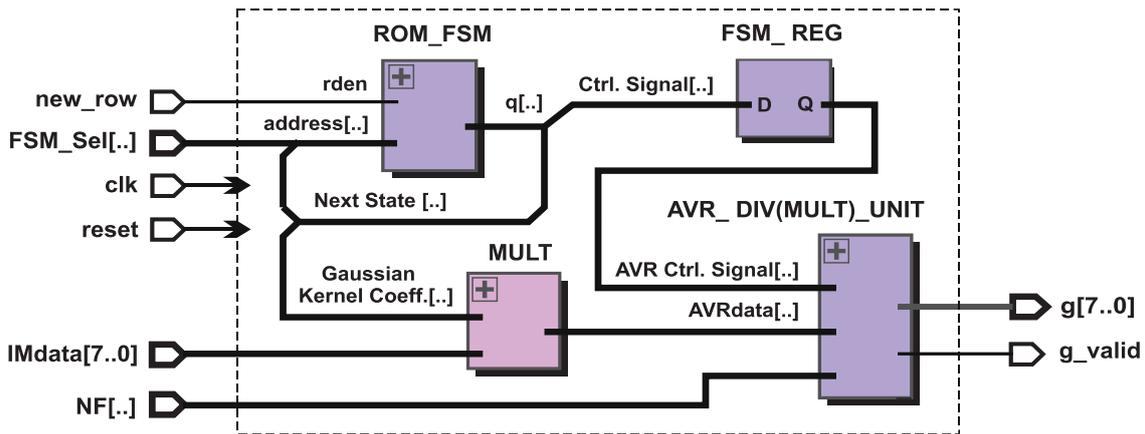
$$g(x, y) = \frac{G(x, y)}{NF(a, b)}, \quad (6)$$

where:

$$NF(a, b) = \sum_{a=-k}^k \sum_{b=-k}^k w(a, b). \quad (7)$$

The effect of implementing weighted average linear spatial filters (LSF) in FPGA is presented in [6].

Two methods to compute LSF using FPGA – software and hardware – are compared. It has been proved that hardware pipeline methods are much faster than the software ones.



**Fig.1.** Architectural model of weighted average component

This study is aimed at the designing of hardware components for computing the weighted average filters in which the normalized value of the filtered pixel  $g(x,y)$  can be calculated through dividing the cross-correlation function of LSF by the normalization factor  $NF(a,b)$ .

The accomplishment of the goal that has been set requires the following:

1. Defining an architectural model of the weighted average component. This model describes: the basic subcomponents which the component is comprise of, and their purpose; the signals connecting different subcomponents; the ports by which the component is defined.

2. Defining a functional model of the weighted average subcomponent AVR\_DIV\_UNIT. This model describes: the task logic needed for the filter to be computed; the processes for setting the registers; the synchronizing signals; the subcomponent ports.

3. On the basis of the functional model, to design a subcomponent AVR\_DIV\_UNIT using VHDL (Verilog).

4. Defining the resources utilized in the FPGA implementation of the subcomponent; conducting timing analysis and realizing component simulation.

## 2. Architectural model

The suggested architectural model of the component comprises four subcomponents:

### 2.1. ROM-based Finite-state machine (ROM\_FSM).

This subcomponent is intended to be in control of the processes related to weighted average filter calculations [7].

ROM\_FSM provides three groups of output signals  $q[...]$ :

- 2.1.1. The coefficients  $w(a,b)$  of Gaussian cores. These coefficients are outputted sequentially in time along the rows of the Gaussian kernel matrix.

- 2.1.2. Signals for controlling the component (Control Signals). These signals are used to synchronize all the peocesses in the weighted average subcomponent AVR\_DIV(MULT)\_UNIT.

- 2.1.3. Signals used to define the transition to the next state of the automat (Next State). The state of the automat ROM\_FSM are defined by the signal with which port “new\_row” is set. If  $new\_row = 0$ , the automat is in starting state, otherwise the states described in the function of transitions sre executed. There is an option ROM\_FSM to have several automata with different functions of transitions.The selection of an automat is on the basis of the signals at port FSM\_Sel. Within one calculation of the filter on an image of size  $M \times N$  FSM\_Sel is a constant.

### 2.2. Subcomponent MULT

This subcomponent is used to multiply the elements with same coordinates of the matrices Gaussian kernel and Input Image (5). The data with the current values of pixels are set sequentially by

rows or columns at the input port Image Memory data (IMdata). The multiplication results  $AVRdata(a,b)$  define an input data flow which is used by component AVR\_DIV\_UNIT for further calculations.

### 2.3. Subcomponent FSM\_REG

The registers and combinational circuits that this component comprises ensure latency to the

control signals, by which synchronization of the component processes is achieved.

### 2.4. Subcomponent AVR\_DIV\_UNIT.

This subcomponent is used for the realization of two operations [6]:

2.4.1 Operation *sum* (a,b) through which the function  $G(x,y)$  is computed (1). This operation must be executed for time  $t_{sum}$ ,  $t_{sum} = tclk.S^2$ . The meeting of this requirement is a basis for computing the filters without interrupting the input data flow  $AVRdata(a,b)$ .

2.4.2 Operation *div* by which the function  $g(x,y)$  is normalized. This operation must be executed for time  $t_{div}$ ,  $t_{div} \leq tclk(S^2 - 1)$ . If this requirement is met, the factor  $Rm > 1$  ( $Rm = t_{sum}/t_{div}$ ) and the operations used to compute the pixel being filtered will be realized in a pipeline mode. The synchronization and control of the processes in the subcomponent is realized through the signals at the AVR Ctrl Signal ports. At port  $NF(a,b)$  the signals of the factor of normalization are set. Within one calculation of the filter on an image of size  $M \times N$   $NF(a,b)$  is a constant. The calculated value of the filtered pixel is set at port  $g[7..0]$  and is strobed by the signal  $g\_valid$ .

## 3. A functional model of the subcomponent AVR\_DIV\_UNIT

### 3.1. Computing $sum_i$

Let us use  $i$  to designate the consecutive number of iterations used to calculate variable  $sum_i$ , and the following dependence is valid for  $i$ :

$$1 \leq i \leq S^2, \quad (8)$$

then

$$sum_i = AVR\_Mux_i + AVRdata_i, \quad (9)$$

where:

$$AVR\_Mux_i = \left\{ \begin{array}{l} 0, \text{ IF } i = 1 \\ AND \text{ AVR\_Mux\_Sel} = 0 \\ AVRrA_{i-1}, \text{ IF } 2 \leq i \leq S^2 \\ AND \text{ AVR\_Mux\_Sel} = 1 \end{array} \right\}; \quad (10)$$

$AVRrA$  is a register which stores the current value of  $sum_i$ ;

$AVR\_Mux\_Sel$  is a signal used to control the multiplexor  $AVR\_Mux$ .

### 3.2. Processes for setting the registers

The states of all registers are set by the rising edge of the Clock signal depending on the signal enabling the selection of a particular register:

$$AVRrA_i = sum_i, \text{ IF Clock Rising Edge}; \quad (11)$$

$$AND \text{ AVRrA\_ena} = 1$$

$$AVRrB = sum_{S^2}, \text{ IF Clock Rising Edge}; \quad (12)$$

$$AND \text{ AVRrB\_ena} = 1$$

$AVRrB$  is a register which stores the final value of,  $sum_i$ ,  $i = S^2$ , calculated within a window of size  $S \times S$ . This value of  $sum_i$  is stored without any changes until the new value is calculated in the next window.

### 3.3. Normalizing the filtered pixel

Dividing the contents of  $AVRrB$  by the factor of normalization  $NF(a,b)$  resulted in:

$$quotient = AVRrB \text{ DIV } NF; \quad (13)$$

$$remain = AVRrB \text{ MOD } NF. \quad (14)$$

Then the non-strobed value  $q$  of the filtered pixel is defined by the following dependence:

$$q = quotient[7..0] + round, \quad (15)$$

where

$$round = \left\{ \begin{array}{l} 0 \text{ IF } remain < NF/2 \\ 1 \text{ otherwise} \end{array} \right\}, \quad (16)$$

is a factor used for rounding the result.

The register  $AVRrC$  is set with the calculated value of  $q$ .

$$AVRrC = q, \text{ IF Clock Rising Edge}; \quad (17)$$

$$AND \text{ AVRrC\_ena} = 1$$

The validity of  $q$  is acknowledged by the state of signal  $g\_vld$ :

$$g\_vld = AVRrC\_ena, \quad (18)$$

$$\text{IF Clock Rising Edge}$$

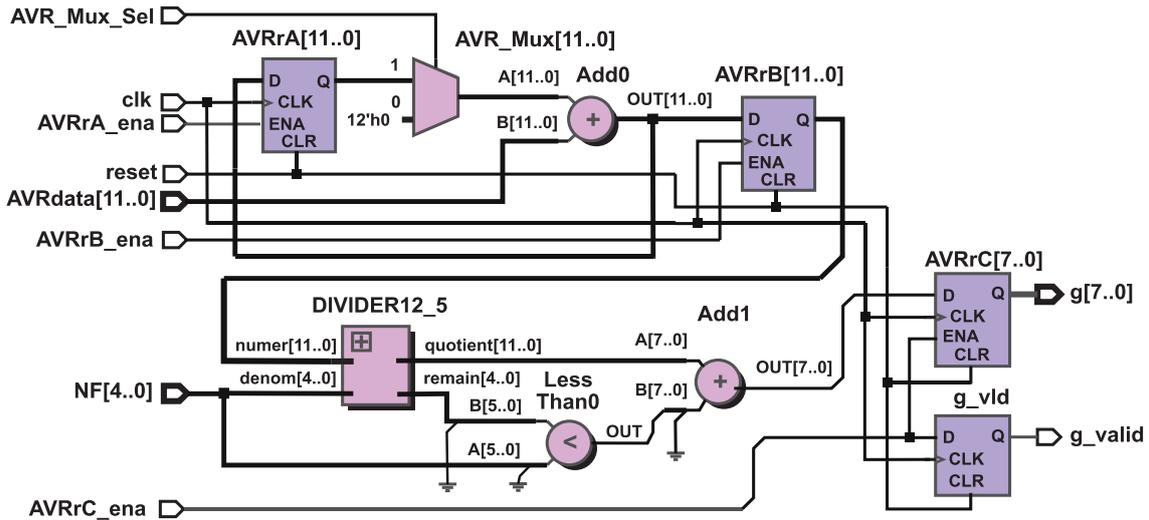


Fig.2. Subcomponent AVR\_DIV\_UNIT:  $k=1$  ( $S=3$ ). (Altera Quartus II RTL Viewer)

### 3.4. Input-output ports

In the architectural model (Fig.1) , the input-output ports are partially defined. The input ports from AVR Ctrl. Signal group can be defined by (10), (11), (12), (17):

$$AVR\_Mux\_Sel = \begin{cases} 0, & \text{IF } i = 1 \\ 1, & \text{IF otherwise } i \end{cases}; \quad (19)$$

$$AVRrA\_ena = 1, \text{ For all } i; \quad (20)$$

$$AVRrB\_ena = \begin{cases} 1, & \text{IF } i = S^2 - 1 \\ 0, & \text{IF otherwise } i \end{cases}; \quad (21)$$

$$AVRrC\_ena = \begin{cases} 1, & \text{IF } i = S^2 - 2 \\ 0, & \text{IF otherwise } i \end{cases}. \quad (22)$$

The output ports are defined by (17), (18):

$$g[7..0] \leq AVRrC; \quad (23)$$

$$g\_valid \leq g\_vld. \quad (24)$$

The functional model that has been defined is a reliable basis for RTL design.

## 4. Designing subcomponent AVR\_DIV\_UNIT using VHDL

```
-- Computing sum (9)
sum <= AVR_Mux + AVRdata ;
-- Multiplexor AVR_mux (10)
with AVR_Mux_Sel select
AVR_Mux <= (others => '0') when '0',
            AVRrA when '1',
            (others => '0') when others;
-- Processes (11), (12), (17), (18)
```

```
process(clk, reset)
begin
if (reset = '1') then
    AVRrA <= (others => '0');
    AVRrB <= (others => '0');
    AVRrC <= (others => '0');
    g_vld <= '0';
Elsif (clk'event and clk = '1') then
if AVRrA_ena = '1' then
    AVRrA <= sum; end if;
if AVRrB_ena = '1' then
    AVRrB <= sum; end if;
if AVRrC_ena = '1' then
    AVRrC <= q;end if;
    g_vld<= AVRrC_ena;
end if;
end process;
-- Computing the rounding (16)
round <= '1' when
('0' & NF (4 downto 0)) < remain & '0'
else '0';
-- Computing the filtered pixel q (15)
q <= quotient(7 downto 0) +
("0000000" & round);
g <= AVRrC;
g_valid <= g_vld;
-- Instantiating component DIVIDER
DIVIDER12_5_inst : DIVIDER12_5
PORT MAP
(denom => NF,
 numer => AVRrB,
 quotient => quotient,
 remain => remain);
```

The results of designing subcomponent AVR\_DIV\_UNIT using VHDL are presented in Fig. 2 .

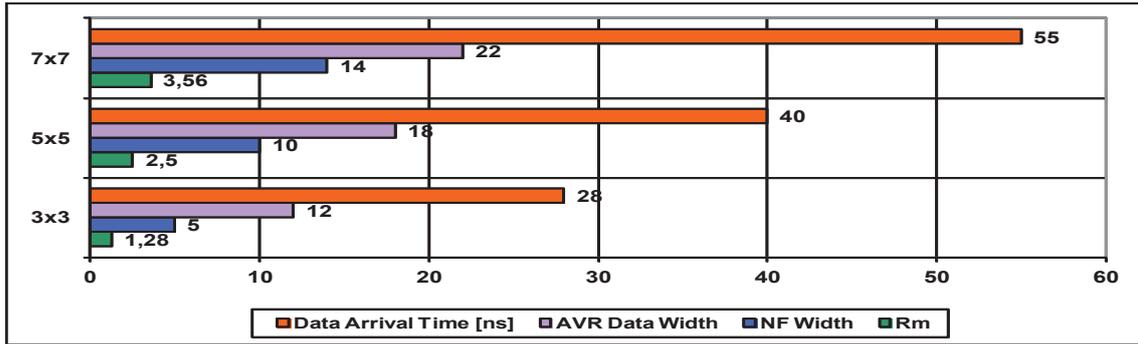


Fig. 3. Timing analysis of subcomponent AVR\_DIV\_UNIT- TimeQuest Timing Analyzer

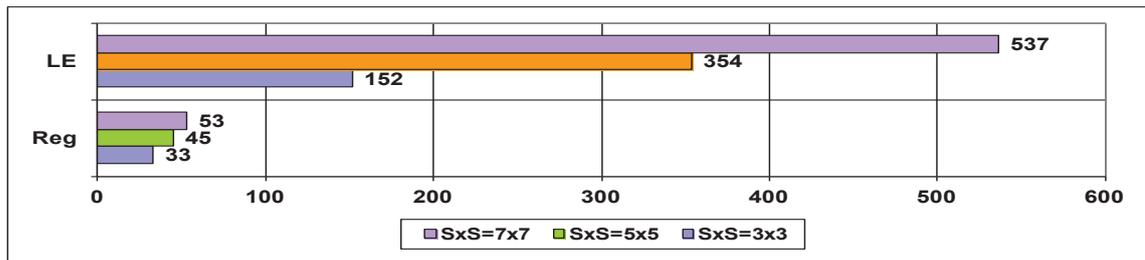


Fig.4. Resources utilized in FPGA implementation - Altera Quartus II

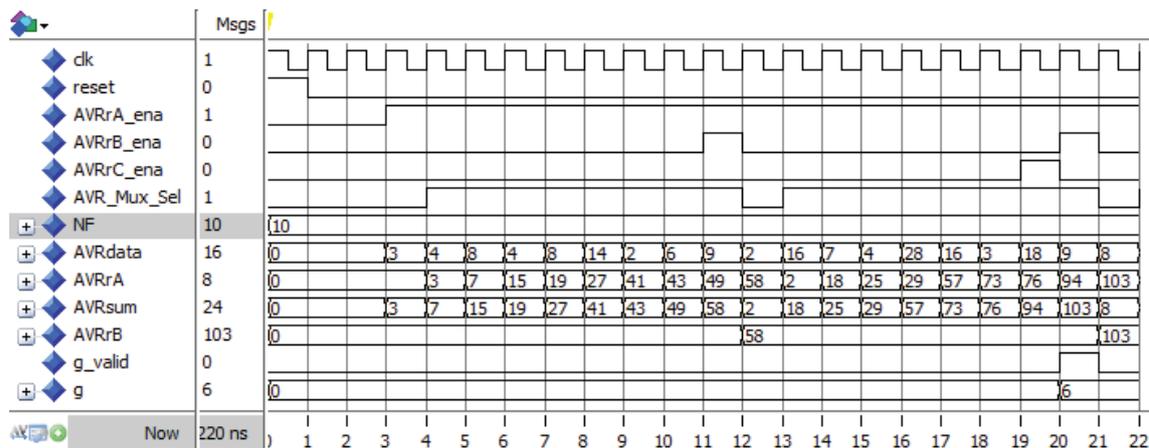


Fig.5. Simulation of component AVR\_DIV\_UNIT:  $k=1$  ( $S=3$ );  $NF=10$ . (ModelSim)

## 5. Results

Studies in three groups have been conducted for subcomponent AVR\_DIV\_UNIT using Altera FPGA EP4CE30F23C6 [8] and windows of size:  $S \times S$ :  $3 \times 3$ ;  $5 \times 5$ ;  $7 \times 7$ .

### 5.1. Timing analysis

Studies of the Data Arrival Time along the path from AVRrB to AVRrC, with respect to AVRdata been conducted Width and NF Width (Fig. 3), have using TimeQuest Timing Analyzer [9]. On the basis of these studies, the following conclusion is drawn: the suggested subcomponent design reaches the restrictive value of  $F_{max}$ , where  $F_{max} = 250$  Mhz for the selected FPGA family; the

factor  $R_m > 1$  ( $R_m = t_{sum} / t_{div}$ ) and the operations used to calculate the filtered pixel can be implemented in a pipeline mode.

### 5.2. Resources utilized in the FPGA implementation

Studies of the resources utilized in the FPGA implementation of the subcomponent have been conducted using Altera Quartus II [10]. A study of the number of registers (Reg) and logic elements (LE) with respect to AVRdata Width and NF Width, and for different values of  $S \times S$ , has been conducted.

The results are presented in Table 1. and Fig.4.

**Table 1.** Resources utilized for FPGA implementation of EP4CE30F23C6 (28848LE)

SxS	AVRdata Width	NF Width	Register	Logic Elements
3x3	12	5	33 (<1%)	152 (<1%)
5x5	18	10	45 (<1%)	354 (1%)
7x7	22	14	53 (<1%)	537 (2%)

On the basis of these results the following conclusions can be drawn: by enlarging the size of the windows used for computing the filtered value of  $g(x,y)$  the number of logic elements increases exponentially; the relative share of the resources utilized in the FPGA implementation of the subcomponent is within  $1 \div 2$  [%].

### 5.3. Simulation

A test environment (Test Bench) is used for the subcomponent simulation. The environment is utilized for the purpose of studying the design behavior at RTL and Gate Level. The language System Verilog is used for the environment. The simulation results using ModelSim [11] are presented in Fig.5. There is full compliance between the functional model and RTL design.

### 6. Conclusion

An architectural model of a weighted average component is defined. The basic subcomponent of the component and the signals connecting them are described. The component ports have been defined. A functional model of weighted average subcomponent is presented. The task logic for computing the filter, the register types and the synchronizing signals has been suggested. A VHDL design of the subcomponent has been realized. Studies have been conducted. The suggested RTL design is used to reach the restrictive value of  $F_{max}$  ( $F_{max} = 250$  Mhz) for the selected FPGA family. A conclusion has been drawn that the factor  $R_m > 1$  and the operations utilized to compute the filtered pixel can be realized in pipeline mode. The relative share of the resources utilized in the FPGA implementation of the subcomponent is within  $1 \div 2$  [%]. The simulation presents full compliance between the functional model and RTL design.

The studies conducted in this paper can be used in future works aimed at: reducing the relative share of the resources utilized in the FPGA implementation of the subcomponent; increasing the value of the factor  $R_m$ .

### ACKNOWLEDGEMENTS

I owe a debt of gratitude to Petya Pavlova, Jordan Genoff and Dimitre Kromichev for their contribution to the studies conducted in this paper.

### REFERENCES

1. **Szeliski R.**, Computer Vision: Algorithms and Applications, Springer, 2010.
2. **Gonzalez R., Woods R.**, Digital Image Processing, Prentice Hall, 2008
3. **ACS-7205-001** Digital Image Processing, Fundamental of Spatial Filtering, Page 120 (Winter Term, 2012-13)
4. **S. Annadurai., R. Shanmugalakshmi**, Fundamentals of Digital Image Processing, ePub ISBN 9789332501454 Copyright © 2007 Dorling Kindersley (India) Pvt. Ltd.
5. **Csetverikov D.**, Basic Algorithms for Digital Image Analysis: a course, <http://visual.ipan.sztaki.hu>.
6. **Kanev I.**, Comparative Analysis of Software and Hardware FPGA-based Implementation of Weighted Average Linear Spatial Filters, *Journal of the Technical University – Sofia Plovdiv branch, Bulgaria “Fundamental Sciences and Applications”* Vol. 21, pp ISSN1310-8271, 2015.
7. **Kanev I.** (2014) Software Tools for the Design of ROM Based FSM Implemented in FPGA. *Journal of the Technical University – Sofia Plovdiv branch, Bulgaria “Fundamental Sciences and Applications”* Vol. 20, pp 27-32 ISSN 1310-8271.
8. **Altera Corporation** (2014), Cyclone IV Device Handbook, Volume 1.
9. **Altera Corporation** (2014), The Quartus II TimeQuest Timing Analyzer.
10. **Altera Corporation** (2014), Quartus II Handbook.
11. **Altera Corporation**(2012). Using ModelSim to Simulate Logic Circuits in VHDL Designs

Department of Computer Systems and Technologies, Technical University - Sofia, Branch Plovdiv 25 Tsanko Dyustabanov Str.  
Email: itkanev@yahoo.com



© Journal of the Technical University – Sofia  
Plovdiv branch, Bulgaria  
“Fundamental Sciences and Applications” Vol. 21, 2015  
International Conference on Engineering, Technologies and Systems  
TECHSYS 2015  
BULGARIA

## РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ ПРИ ЗАГУБИТЕ НА МОЩНОСТ ОТ ПРЕНОС И КОМУТАЦИЯ В ИНВЕРТОРЕН И ИЗПРАВИТЕЛЕН РЕЖИМ ЗА РАЗЛИЧНИ СТРУКТУРИ НА IGBT ИНВЕРТОРИ С ДВЕ И ТРИ НИВА НА ИЗХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ

ВЕСЕЛИН ВАСИЛЕВ

**Резюме:** *Материалът разглежда разпределението на загубите на мощност от пренос и комутация при различните структури на IGBT модулни инвертори. Показано е влиянието на честотата на превключване върху загубите на мощност. Направена е съпоставка на загубите на мощност в инверторен и изправителен режим. Потвърдени са някои предимства по отношение на загубите на мощност при инверторите с три нива 3L и високи честоти на превключване.*

**Ключови думи:** *загуби на мощност, структури на IGBT инвертори, инверторен и изправителен режим.*

## DISTRIBUTION OF POWER LOSSES OF TRANSMISSION AND SWITCHING IN INVERTER AND RECTIFIER MODE IN DIFFERENT STRUCTURES ON IGBT INVERTERS WITH TWO AND THREE LEVEL ON OUTPUT VOLTAGE

VESELIN VASILEV

**Summary:** *The material examined the distribution of power losses of transmission and switching in different structures of IGBT module inverters. The influence of the frequency of switching on the power losses have been shown. A comparison of the power losses has been made in the inverter and rectifier mode. Some advantages have been confirmed in terms of power losses in inverters with three levels 3L and high switching frequencies.*

**Key words:** *power losses, IGBT invertors structure, inverter and rectifier mode*

### 1. Основни положения

Електронните инвертори са силовата част в структурата на съвременния преобразовател на електрическа енергия. Чрез тях се реализира самото преобразуване и преноса на необходима мощност към консуматорите или енергийната

система. Загубите на мощност определят енергийната ефективност на всяко електронно устройство. В настоящият момент, за градивен елемент в инвертора са се наложили IGBT модулите. Наред с върховите показатели на

съвременните транзистори има и различни решения за топологията на силовата част.

Инверторът с две нива 2L на изходното напрежение има просто управление и е намерил масово приложение. Принципа на работа най-често включва модулация на изходните импулси по оста на времето при постоянна амплитуда.

Ефикасно решение за енергийната ефективност дават инверторите с повече нива. Те променят формата на изходното напрежение и по амплитуда. Инверторът с три нива 3L е първото приложение. Като топологично решение се налага варианта реализиран по схема със свързана неутрала (*NPC-Neutral Point Clamping*) л.[1]. Тя има две разновидности: 3L структури с *пасивно* ограничение към неутралата (3L-NPC) и 3L структури с *активно* ограничение към неутралата (A-NPC).

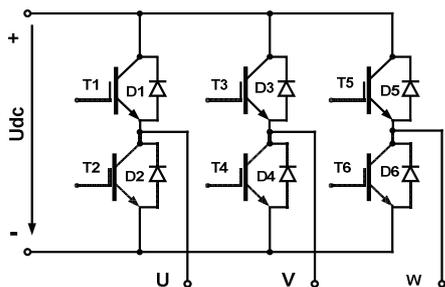
При инверторите често се налага работа в изправителен режим. Това променя посоката на енергията през силовото устройство. При автомобилните електро-задвижвания модула е удачно да ползва охладителната система на електрическия двигател. Инверторът в случая работи при сравнително високи температури от порядъка на 70°C и нагоре.

Казаното предполага необходимост от сравнение при разпределението на видовете загуби на мощност за различните IGBT структури. В л.[2] се прави сравнение на загубите на мощност за споменатите варианти.

Направеното изследване представя разпределението на загубите на мощност в двупосочно направление по отношение посоката на електрическата енергия и широк диапазон на комутация. Симулирани са IGBT модулни групи от трите основни структури предлагани за употреба.

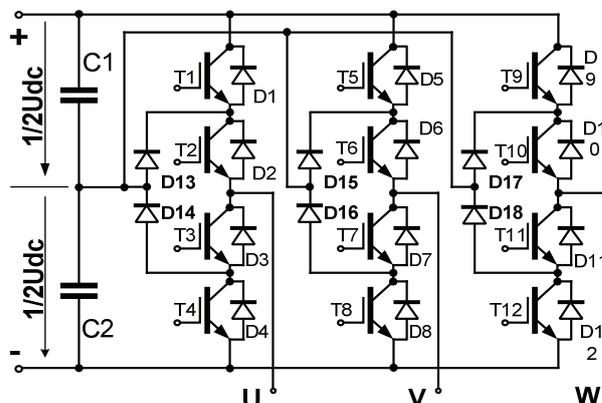
## 2. Схемни решения за инверторите с две и три нива на изходното напрежение.

Класическо схемно решение за инвертор с две нива (2L) на напрежението е представено на фигура 1.



Фиг.1 Трифазен инвертор с две нива 2L на изходното напрежение.

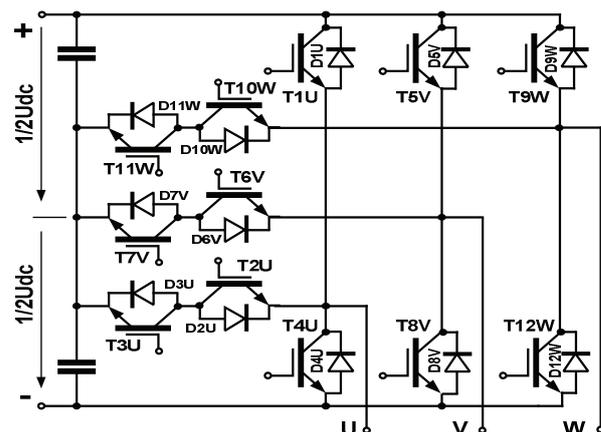
Основното за него е, че транзисторите са подложени на цялото захранващо напрежение  $U_{DC}$ , което в редица случаи е от порядъка на киловолтове. На фигура 2 е дадена схемата на трифазен инвертор с три нива (3L) на изходното напрежение и *пасивно* ограничение към неутралата 3L-NPC.



Фиг.2 Трифазен инвертор с три нива 3L на изходното напрежение с пасивно ограничение към неутралата 3L-NPC (3L-D)

Особеното тук е, че транзисторите поемат върху себе си половината от постоянното напрежение  $\frac{1}{2} U_{DC}$ , а това е от съществено значение за намаляване загубите на мощност.

На третата схема – фигура 3, е представен варианта на 3L с *активно* ограничение към неутралата A-NPC споменаван често и като „T” топология. Крайните транзистори също поемат цялото постоянно напрежение върху себе си.



Фиг.3 Трифазен инвертор с активно ограничение към неутралата A-NPC (3L-T)

Симулирани са IGBT модулни трифазни инвертори на фирмата “Infineon Technologies” с еднакви изходни мощности. За изчисление на загубите при съответните структури е ползвана online текущата версия на програмата IPOSIM, собственост на фирмата-производител л.[3].

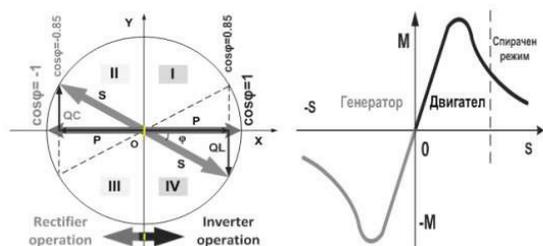
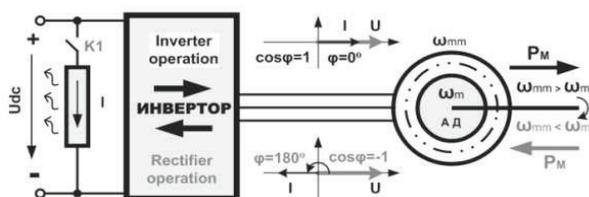
За инвертор 2L е приет модул **FF300R12ME4\_B11**, съответно **F3L300R07PE4** с пасивно и модул **F3L300R12PT4\_B26** с активно ограничение към неутралата за 3L.

### 3. Загуби на мощност.

Загубите на мощност се делят на две основни части: статични и динамични. Тоест, загуби от *преноса* на енергията и загуби в следствие *комутация*. От своя страна втората се състои също от две части: загуби при *включване*, и загуби при *изключване*. Загубите от пренос  $P_{con}$  на електрическа енергия са със значителен дял към общите загуби на мощност за инвертора. Като цяло те имат постоянен характер и се определят основно от техническите параметри на гравивните елементи, транзистори и диоди.

Загубите от превключване  $P_{sw}$  се състои от две части: загуби при включване, и загуби при изключване. Те също се определят от техническите параметри, но най-вече зависят от броя превключвания за единица време. Честота на комутация (ШИМ)  $F_{sw}$  се избира предимно от технологични и конструктивни съображения.

Има и други видове загуби, примерно следствие наличие на така нареченото „мъртво“ време „*dead time*“. То гарантира неедновременна проводимост в двете рамена при съответната фаза на инвертора и предпазва от късо съединение захранващия източник. Всички те заемат относително незначителен дял от общите и значението им е минимално.



Фиг.4 Работа в инверторен и работа в изправителен режим.

При транзисторните модулни структури и за продължителен цикъл от време известните математични зависимости не дават достатъчна точност. Необходимо е адекватно да се отрази

периодичната повтаряемост на изходния сигнал и свързаните с това трайни *термични* изменения в кристалите вградени в модула. Поради тези причини за изчисление на загубите на мощност при IGBT модулите фирмите-производители на гравивни елементи предлагат *специализирани симулиращи* програми.

Фигура 4 пояснява някои зависимости за двата режима на работа при инверторите свързани с посоките на преминаващата енергия.

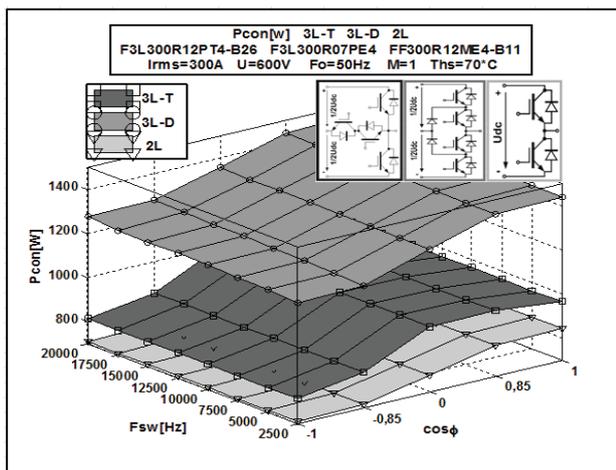
Комплексното представяне на загубите на мощност е необходимо да отразява и двата основни режима на работа при инверторите.

### 4. Разпределение на общите загуби на мощност.

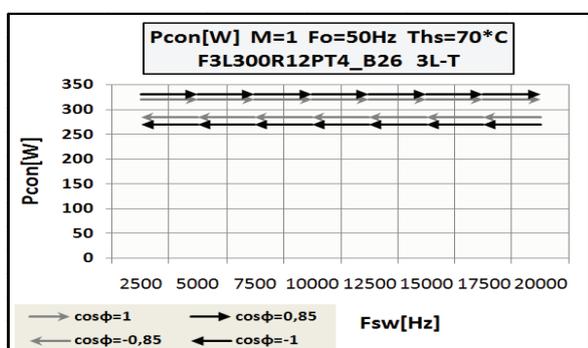
Направените симулации са при еднакви изходни условия. Данните са получени чрез предварително сумиране на загубите за всеки елемент от извършените „*online*“ изчисления. Разпределението по основни групи от тоталните загуби на мощност  $P_{totloss}$  [W] съответно: загуби от пренос  $P_{con}$ [W] и загуби от комутация  $P_{sw}$ [W] са представени в таблици 1 и 2. Данните са изчислени за 1/2 период при еднакви входящи параметри и за трите схемни решения на транзисторните инвертори. Номинален ток  $I_{rms} = 300A$  на фаза, стойност на постоянното напрежение  $U_{dc} = 600V$ , честота на първи хармоник  $F_0 = 50Hz$ , коефициент на модулация  $M=1$  и температура на корпуса  $T_{hs} = 70^\circ C$ . Графичното изображение на съответните загуби на мощност е получено след въвеждане на резултатите и обработка в MATLAB среда л.[4, 5,6]. Загубите от пренос  $P_{con}$  за трите структури и общо разпределение са показани на фигура 5. На фигури 6, 7 и 8 са изложени конкретните зависимости на  $P_{con}$ [W] от  $F_{sw}$ [Hz] за отделните конфигурации.

Таблица 1.

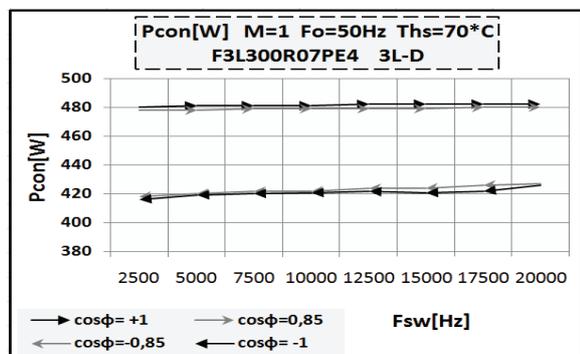
Fo=50Hz	F3L300R12PT4_B26		3 phase		Fsw[Hz]		date		Pcon[W]	
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000		
cosφ=1	966	963	963	966	963	966	966	966	966	
cosφ=0,85	996	993	993	996	993	996	996	996	996	
cosφ=0	996	996	996	996	996	996	999	999	999	
cosφ=-0,85	861	858	858	861	858	858	861	858	858	
cosφ=-1	813	810	813	813	813	813	813	813	813	
Fo=50Hz	F3L300R07PE4		3 phase		Fsw[Hz]		date		Pcon[W]	
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000		
cosφ=+1	1440	1443	1443	1443	1446	1446	1446	1446	1446	
cosφ=0,85	1434	1434	1437	1437	1437	1437	1440	1440	1440	
cosφ=0	1347	1347	1347	1350	1353	1356	1353	1359	1359	
cosφ=-0,85	1254	1260	1266	1266	1272	1272	1278	1281	1281	
cosφ=-1	1248	1257	1260	1263	1266	1263	1266	1278	1278	
Fo=50Hz	FF300R12ME4_B11		3 phase		Fsw[Hz]		date		Pcon[W]	
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000		
cosφ=1	843	843	843	846	849	849	849	849	849	
cosφ=0,85	837	837	837	840	840	843	843	843	843	
cosφ=0	774	774	774	777	777	777	777	780	780	
cosφ=-0,85	714	714	714	717	714	717	717	717	717	
cosφ=-1	708	708	708	708	708	711	708	708	708	



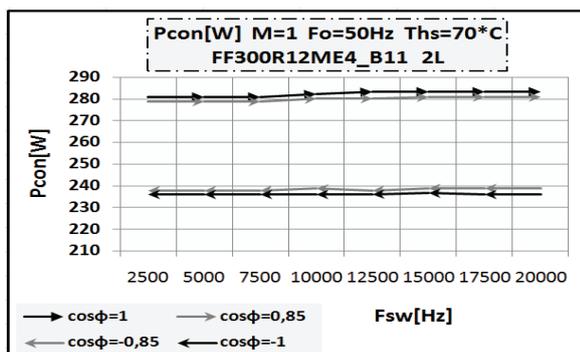
Фиг.5 Разпределение при загубите от пренос  $P_{con}$  в инверторен и изправителен режим.



Фиг.6 Разпределение на  $P_{con}$  при 3L-T в инверторен и изправителен режим.



Фиг.7 Разпределение на  $P_{con}$  при 3L-D в инверторен и изправителен режим.



Фиг.8 Разпределение на  $P_{con}$  при 2L в инверторен и изправителен режим.

Загубите от превключване  $P_{sw}[W]$  за трите структури и общото разпределение са показани на фигура 9. На фигури 10, 11 и 12 са изложени конкретните зависимости на  $P_{sw}[W]$  от  $F_{sw}[Hz]$  при отделните конфигурации. За удобство при сравненията, зависимостите са представени едновременно и за двете посоки на преминаващата енергия. Реално загубите на мощност се получават по различно време в инверторен и съответно изправителен режим на работа.

Таблица 2.

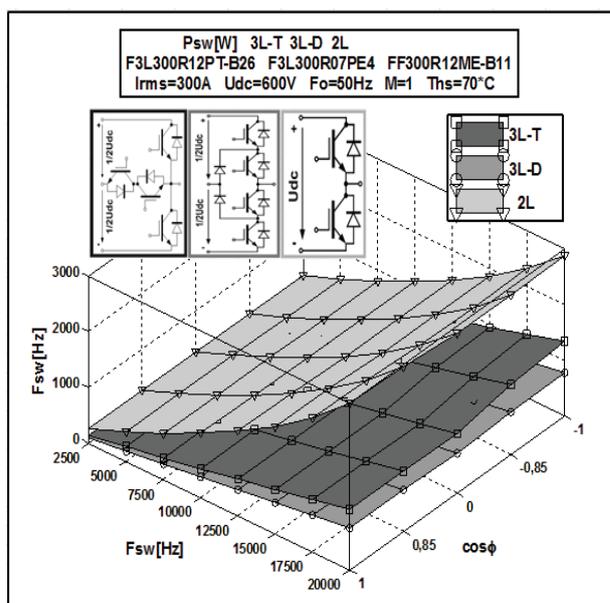
Fo=50Hz	F3L300R12PT4_B26	3 phase	Fsw[Hz]	date				Psw[W]
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000
cosφ=1	138,6	259,8	387	517	653	794	941	1094
cosφ=0,85	141,9	264	390	519	654	792	936	1083
cosφ=0	145,5	267,9	393	519	651	783	921	1059
cosφ=-0,85	156,9	293,1	435	585	741	906	1080	1266
cosφ=-1	159,6	300	450	609	774	951	1149	1347

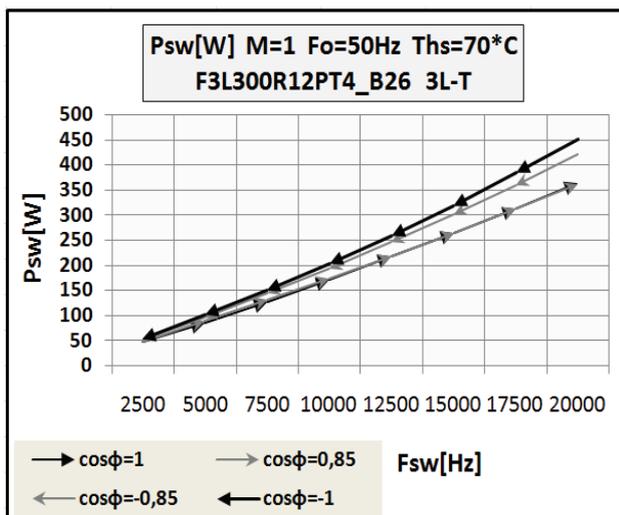
Fo=50Hz	F3L300R07PE4	3 phase	Fsw[Hz]	date				Psw[W]
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000
cosφ=+1	99,6	185	274	363	456	552	651	750
cosφ=0,85	101	186	275	363	456	549	642	741
cosφ=0	103	187	272	357	447	534	624	714
cosφ=-0,85	103	190	279	369	462	558	657	756
cosφ=-1	102	190	282	375	471	570	672	780

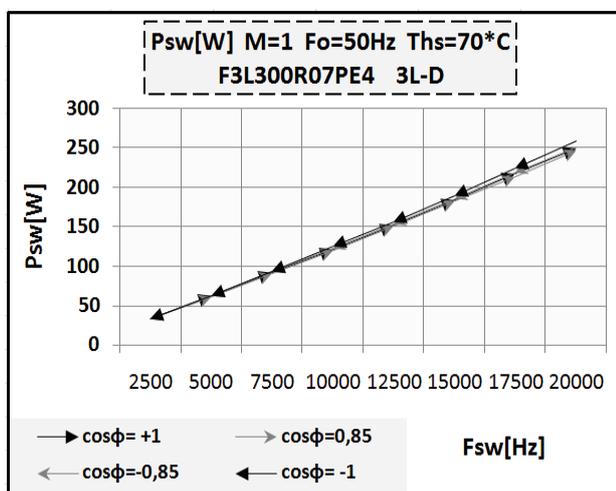
Fo=50Hz	FF300R12ME4_B11	3 phase	Fsw[Hz]	date				Psw[W]
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000
cosφ=1	257	531	828	1155	1515	1926	2403	2985
cosφ=0,85	256	531	825	1149	1509	1917	2385	2964
cosφ=0	252	522	813	1128	1476	1869	2322	2862
cosφ=-0,85	249	516	804	1119	1467	1860	2313	2868
cosφ=-1	250	516	807	1122	1470	1863	2322	2883



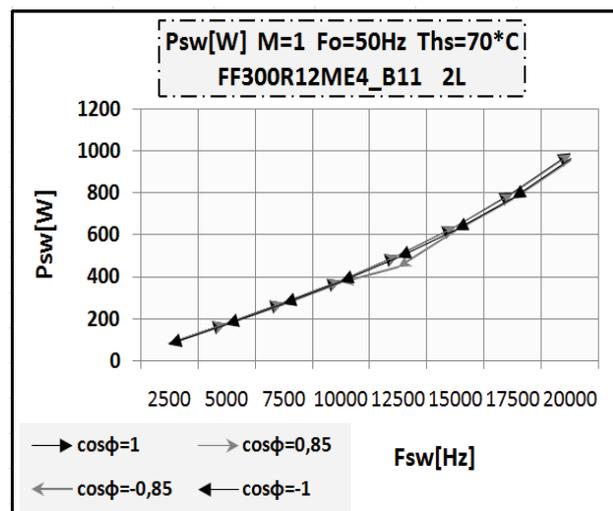
Фиг.9 Разпределение при загубите от комутация  $P_{sw}$  за различните структури в инверторен и изправителен режим.



Фиг.10 Разпределение на  $P_{sw}$  при 3L-T в инверторен и изправителен режим.



Фиг.11 Разпределение на  $P_{sw}$  при 3L-D в инверторен и изправителен режим.



Фиг.12 Разпределение на  $P_{sw}$  при 2L в инверторен и изправителен режим.

Определящо значение за различните видове структури на IGBT инвертори имат общите загуби на мощност  $P_{tot loss}$ , като функция на честотата на комутация  $F_{sw}$  (ШИМ) л.[7].

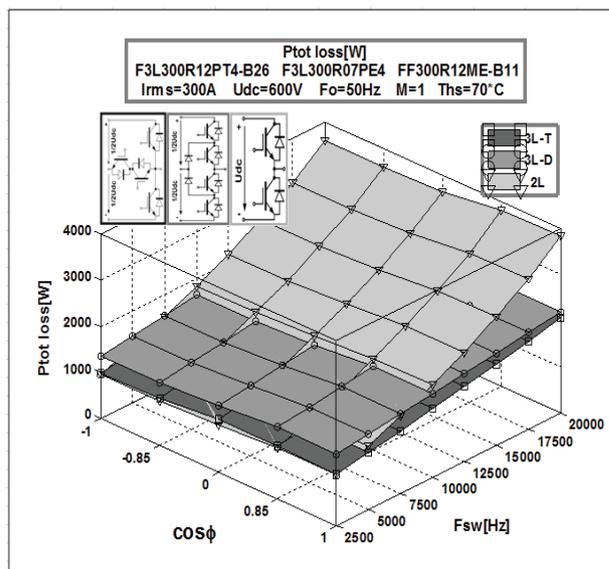
Табличният вид на получените данни от симулацията за инверторен и изправителен режим на работа е представен на таблица 3. Графичното изображение при разпределението на общите (тотални) загуби на мощност  $P_{tot loss}$  е на фигура 13.

Таблица.3

F <sub>o</sub> =50Hz	F3L300R12PT4_B26		3phase	Fsw[Hz]		date		P <sub>tot</sub> [W]	
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000	
cosφ=1	1104	1224	1350	1484	1617	1758	1905	2058	
cosφ=0,85	1137	1257	1383	1515	1647	1788	1932	2079	
cosφ=0	1143	1264	1389	1517	1648	1780	1920	2058	
cosφ=-0,85	1017	1152	1293	1446	1599	1764	1938	2127	
cosφ=-1	974	1112	1264	1422	1587	1765	1963	2160	

F <sub>o</sub> =50Hz	F3L300R07PE4		3phase	Fsw[Hz]		date		P <sub>tot</sub> [W]	
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000	
cosφ= +1	1540	1628	1717	1808	1902	1997	2095	2196	
cosφ=0,85	1551	1638	1728	1818	1911	2007	2100	2199	
cosφ=0	1448	1533	1619	1709	1799	1889	1978	2072	
cosφ=-0,85	1357	1451	1544	1637	1734	1829	1933	2039	
cosφ=-1	1351	1446	1541	1637	1737	1834	1940	2057	

F <sub>o</sub> =50Hz	FF300R12ME4_B11		3phase	Fsw[Hz]		date		P <sub>tot</sub> [W]	
	2500	5000	7500	10000	12500	15000	17500	20000	
cosφ=1	1099	1374	1673	2000	2363	2775	3253	3834	
cosφ=0,85	1092	1365	1665	1989	2349	2757	3228	3810	
cosφ=0	1026	1295	1587	1904	2253	2646	3095	3640	
cosφ=-0,85	964	1231	1520	1836	2182	2575	3027	3584	
cosφ=-1	958	1224	1514	1830	2177	2573	3031	3593	



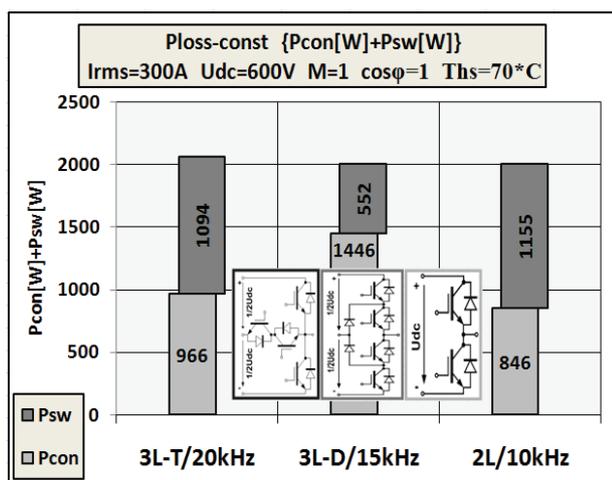
Фиг.13 Разпределение на общите загуби  $P_{tot loss}$  при различните видове структури.

Получените резултати от симулацията установяват следното. Еднакви загуби на мощност  $P_{Loss}$  и за трите представени структури

на инвертори, съответно IGBT модули, може да се постигне и при различни честоти на комутация  $F_{sw}$  (ШИМ).

Това предполага и различен хармоничен състав (THD) на изходите, а от там и различни филтрови групи към тях.

Разпределението на двата основни вида загуби ( $P_{con}$ ,  $P_{sw}$ ) по честоти на комутация ( $F_{sw}$ ) и еднакви общи загуби на мощност ( $P_{tot loss}$ ) е показано на фигура 14.



Фиг.14 Разпределение при баланса между загубите от пренос  $P_{con}$  и комутация  $P_{sw}$  за еднакви мощности  $P_{Loss}$  на трите структури.

## 5. Заключение

1. Инверторът с три нива 3L на изходното напрежение и в двете му разновидности има значително предимство по отношение на загубите на мощност при високи честоти  $F_{sw}$  на ШИМ. Разликите се явяват от около 10 kHz и нагоре за разглеждания диапазон на комутация.

2. Посоката на пренасяната електрическа енергия за активна и реактивна мощност не влияе значимо върху загубите на мощност. По този показател 3L инвертора с *пасивно* ограничение **3L-D** към неутралата и максимално стабилен.

3. Инверторът 3L с *пасивно* ограничение към неутралата има близо двойно по-високи загуби от пренос  $P_{con}$  на енергия в сравнение с класическия 2L. Причината е повишения брой транзистори по пътя на енергията.

4. При загубите от комутация  $P_{sw}$  ситуацията е обратна. Транзисторите работещи с половината от захранващото напрежение имат и по-ниски нива на преходно съпротивление. Преноса се осигурява през няколко транзистора, но комутацията се извършва във времето само в един.

5. При еднакви загуби на мощност  $P_{Loss}$  за трите структури равенство на двете компоненти  $P_{con}$  и  $P_{sw}$  се постига при инвертора с *активно* ограничение към неутралата **A-NPC** и  $F_{sw} = 20kHz$

Направеното изследване има практическа насоченост. Получените резултати могат да послужат в проектантската и конструкторска дейност, както и процесите на обучение.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Marco DiLELLA, Riccardo RAMIN. *Малогабаритный модуль IGBT для 3-уровневого инвертора UPS*. Компоненты и технологий №11/2008г.
2. <http://wendang.baidu.com/view/883df2e9d5bbfd0a78567320.html>
3. <https://infineon.transim.com/iposim/HighPower/All/TopologySelection.aspx>
4. Й.Йорданов MATLAB 7 част I Преобразувания, изчисления, визуализация, Техника София, 2010
5. J. В. Дьяконов MATLAB 6 учебный курс Санкт-Петербург Москва\* Харьков\* Минск 2001.
6. В. Дьяконов Simulink 5/6/7 Самоучитель Издательство ДМК Москва 2008а
7. *Емил Рац, Веселин Василев*, Влияние на честотата на превключване върху ефективността на преобразуване при дву- и трипотенциални IGBT инвертори. Годишник на Технически Университет – София 2014 Том 64 кн.2 стр.163-170.



## ВЛИЯНИЕ НА ПРЕВКЛЮЧВАЩАТА ЧЕСТОТА И КОЕФИЦИЕНТА НА МОДУЛАЦИЯ ВЪРХУ ХАРМОНИЧНИЯ СЪСТАВ ПРИ IGBT ИНВЕРТОРИ С ДВЕ И ТРИ НИВА И АКТИВНО-ИНДУКТИВЕН ТОВАР

ВЕСЕЛИН ВАСИЛЕВ

**Резюме:** Статията отразява резултати от изследване на влиянието на честотата на широчинно-импулсната модулация върху хармоничния състав на изхода на двупотенциални и трипотенциални транзисторни инвертори. Изследвани са **THD** при различни стойности на коефициента на модулация **M** в широк спектър на промяна за  $F_{sw}$ . Представен е сравнителен анализ на хармониците при 2L и 3L транзисторни инвертори по отношение на първи  $F_0$  хармоник. Изследванията потвърждават предимствата на инвертора по схема със свързана неутрала - NPC (Neutral Point Clamping).

**Ключови думи:** двупотенциални и трипотенциални инвертори, хармоничен състав.

## INFLUENCE OF SWITCHING FREQUENCY AND MODULATION COEFFICIENT OVER HARMONIOUS COMPOSITION ON IGBT INVERTERS WITH TWO AND THREE LEVELS AND ACTIVE-INDUCTIVE LOAD

VESELIN VASILEV

**Abstract:** The article represents the results of surveys of influence on frequency on pulse-width modulation on the harmonic composition of output of two-potential and three-potential transistor inverters. THD have been explored in different values on modulation coefficient  $M$  in wide spectre of change for  $F_{SW}$ . Benchmarking has been shown on harmonies to 2L and 3L transistor inverters about first  $F_0$  harmonic. The explorations confirmed the advantages on inverter by scheme with connected neutral NPC (Neutral Point Clamping).

**Key words:** two-potential and three-potential inverters, harmonious composition

### 1. Въведение

В днешно време над 70% от електрическата енергия подлежи на непрекъснато преобразуване от енергия при променливо напрежение в енергия при постоянно напрежение и обратно. Основна роля в този процес заема електронният транзисторен преобразовател. Принципът на преобразуване се основава на работа на

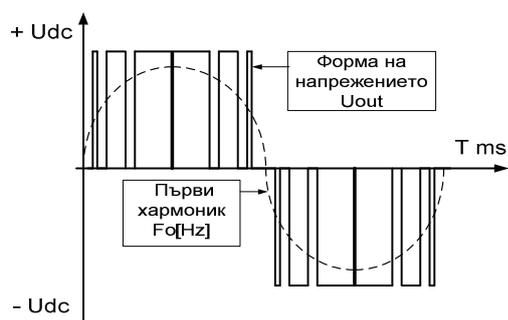
транзисторните елементи в режим на непрестанна комутация. Ползваният метод е максимално ефективен и с най-малко загуби на енергия от самия прибор. Наред с това се генерират редица висши хармоници със значителна амплитуда и широк честотен спектър л.[1]. Проблемите с хармоничния състав (THD) са едни от основните наред със загубите на мощност. Съвременните

приложения на инверторите се основават не само на върхова елементна база, но и на топологични решения с доказана ефективност. Инверторът с две нива (2L) на изходното напрежение модулира изходните импулси по оста на времето, а инверторите с повече нива (Multi level) формират импулсите и по амплитуда. Като първа стъпка в тази посока се явява трипотенциалният 3L (три нива) инвертор. Макар с едно междинно ниво в амплитудата, ефектът е достатъчно забележим.

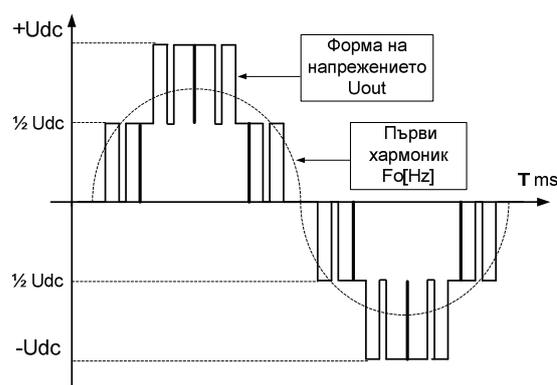
Настоящият материал показва разпределенията на хармоничния състав при двупотенциални (2L) и трипотенциални (3L) инвертори. Изследването включва широк честотен спектър на комутации  $F_{sw}$  и при различни коефициенти на модулация  $M$ . Симулациите са извършени в програмна среда на MATLAB посредством инструментите на SIMULINK.

## 2. Двупотенциални и трипотенциални транзисторни инвертори, форма на изходните напрежения.

При управление на коефициента на запълване чрез широчинно импулсна модулация (ШИМ) се осигурява желаната амплитуда и честота на първия хармоник  $F_0[\text{Hz}]$  на изхода на инвертора. Формата на изходните напрежения на двата инвертора в стилизиран вид са показани на фигура 1 и фигура 2. В изходния сигнал на инверторите се съдържат и значителен брой нежелани висши хармоници л.[2]. Те пренасят значително количество енергия, която се превръща в топлина, разсейвана от последващите филтрови групи и от обекта на управление.

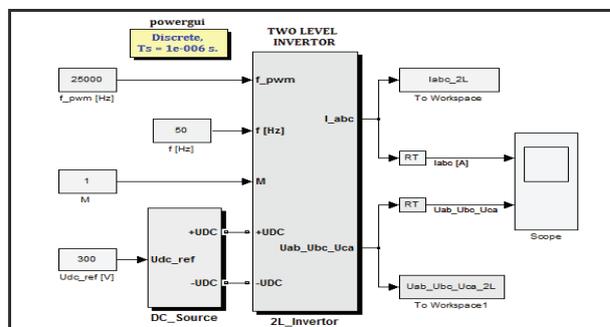


Фиг.1 Форма на изходното напрежение  $U_{out}$  при една фаза на 2L инверторите.

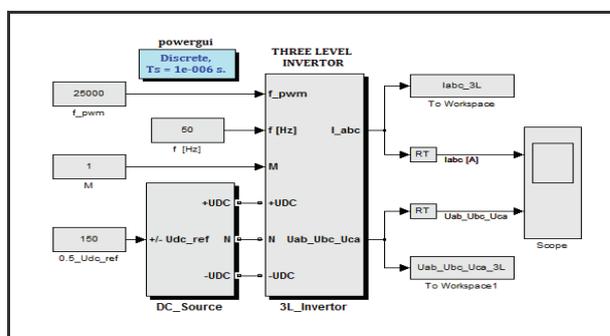


Фиг.2 Форма на изходното напрежение  $U_{out}$  при една фаза на 3L инверторите.

Разликата във формата на напреженията при изхода дава основание за изследване на честотния спектър в широк диапазон на комутация  $F_{sw}$  и различни стойности на коефициента  $M$  л.[3]. Приложена е симулация в MATLAB среда с инструментите на продукта SIMULINK л.[4,5,6]. За целта са реализирани програмни модели на двата типа инвертори представени на фигура 3,4. За трипотенциалния инвертор (3L) е приет вариант с пасивно ограничение към неутралата 3L-NPC.



Фиг.3 Общ вид на модела на 2L инвертор.



Фиг.4 Общ вид на модела на 3L инвертор.

### 3. Отношения и зависимост на THD при 2L и 3L инвертори с активно-индуктивен товар на изхода без филтър

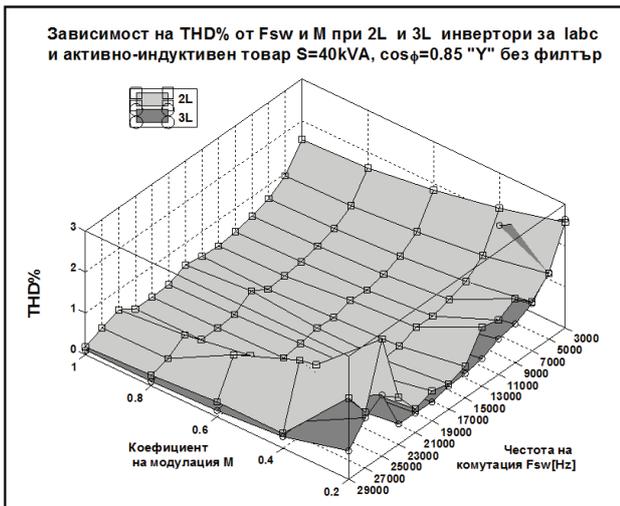
Работата на инверторите с активно-индуктивен товар е типичен случай на приложение. Зависимостите и сравненията на хармоничния състав THD по отношение на първи основен(работен)  $F_0$  при 2L и 3L инверторите представлява определен интерес.

Направените симулации са за  $F_0=50\text{Hz}$ . Прието е постоянно напрежение  $U_{DC} = 300\text{V}$ , съответно  $1/2U_{DC} = 150\text{V}$ . Табличният вид на резултатите е посочен в таблица 1, а графичното му изражение на фигура 3. Фигура 3 показана зависимостта на THD% при изходния ток  $I_{abc}$  и товар тип "Y" съвместно за двата инвертори. Параметри на товара:  $S=40\text{kVA}$  и  $\cos\phi=0.85$ . Пътна представа за отношенията и хода на зависимостите се дава от графиките на фигури 4, 5 и 6.

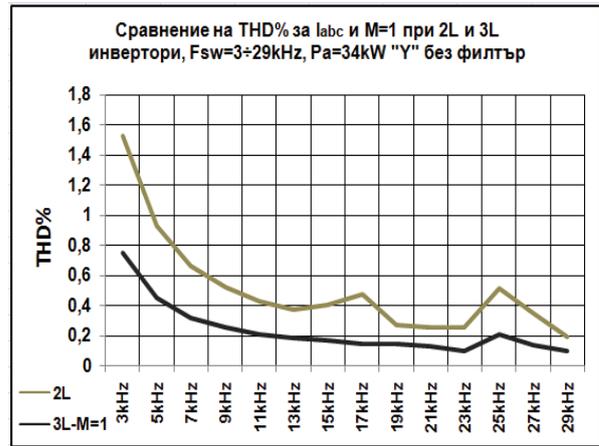
Таблица

1

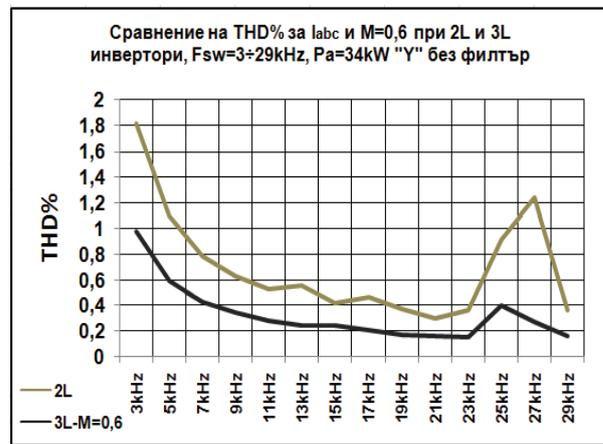
Fsw[kHz]	3k	5k	7k	9k	11k	13k	15k	17k	19k	21k	23k	25k	27k	29k
THD% Pa=34kW bes FIL abc														
2L-M=1	1,53	0,93	0,66	0,52	0,43	0,37	0,4	0,47	0,27	0,25	0,25	0,51	0,35	0,19
2L-M=0,8	1,6	0,97	0,7	0,55	0,46	0,4	0,35	0,6	0,3	0,27	0,27	0,66	0,38	0,25
2L-M=0,6	1,82	1,1	0,79	0,63	0,53	0,56	0,42	0,47	0,37	0,3	0,36	0,92	1,24	0,36
2L-M=0,4	2,15	1,29	0,94	0,77	0,65	0,67	0,5	0,45	0,41	0,4	0,48	1,46	1,87	0,36
2L-M=0,2	2,57	1,6	1,2	1,55	1,3	1,43	0,76	0,62	0,73	0,58	1,15	2,86	1,35	1,99
3L-M=1	0,75	0,45	0,32	0,26	0,21	0,19	0,17	0,15	0,15	0,13	0,1	0,21	0,14	0,1
3L-M=0,8	0,71	0,43	0,31	0,25	0,24	0,17	0,17	0,19	0,13	0,11	0,12	0,27	0,17	0,1
3L-M=0,6	0,98	0,59	0,43	0,35	0,28	0,24	0,24	0,21	0,17	0,16	0,15	0,4	0,27	0,16
3L-M=0,4	1,72	1,04	0,74	0,58	0,49	0,43	0,37	0,43	0,32	0,32	0,29	0,66	0,37	0,29
3L-M=0,2	2,65	1,63	1,15	0,94	0,86	0,67	0,58	0,57	0,47	0,48	0,5	1,49	1,22	0,7



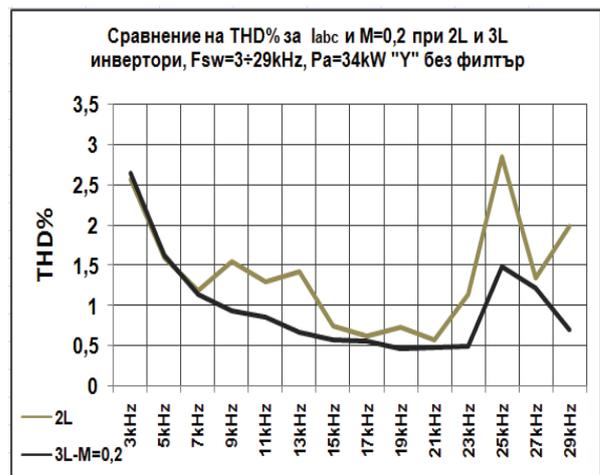
Фиг.3 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инверториза изходния ток  $I_{abc}$  и активно-индуктивен товар "Y"  $Pa=34\text{kW}$  без филтър.



Фиг.4 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инвертори за  $M=1$

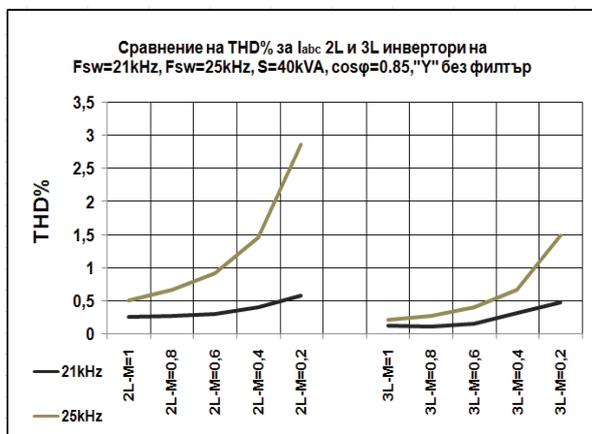


Фиг.5 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инвертори за  $M=0,6$



Фиг.6 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инвертори за  $M=0,2$

На фигура 7 са показани едновременно стойностите на THD% при две характерни честоти на превключване, където се виждат значими промени.



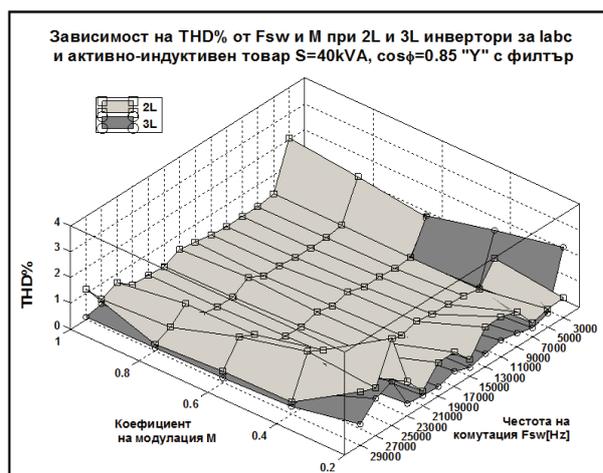
Фиг.7 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инвертори за  $F_{sw}=21kHz$  и  $F_{sw}=25kHz$  без филтър.

#### 4. Отношения и зависимости на THD за $I_{abc}$ при 2L и 3L инвертори с активно-индуктивен товар "Y" на изхода, с филтърна група

Представени са резултатите от симулация на получените тотални хармонични изкривявания THD% за двата типа инвертори (2L и 3L) с активно-индуктивен товар и филтър пред него. Приложени са същите условия на симулация от предния случай. Табличният вид на данните е посочен в таблица 2, а графичният вариант на фигура 8. Филтърната група е "Г" тип и стойности на елементите:  $L_F=0.1mH$ ,  $C_F=50\mu F$ ,  $R_F=0.1\Omega$ .

Таблица 2

Fsw[kHz]	THD%										Pa=34kW		FIL		Iabc	
	3k	5k	7k	9k	11k	13k	15k	17k	19k	21k	23k	25k	27k	29k		
2L-M=1	2,07	0,29	0,17	0,16	0,14	0,22	0,31	0,41	0,15	0,19	0,19	0,65	0,39	1,19		
2L-M=0,8	1,79	0,28	0,18	0,18	0,19	0,26	0,24	0,56	0,18	0,17	0,24	1,05	0,53	0,27		
2L-M=0,6	1,45	0,27	0,2	0,27	0,26	0,45	0,3	0,45	0,27	0,27	0,31	1,08	1,37	0,43		
2L-M=0,4	1,06	0,27	0,37	0,41	0,44	0,54	0,37	0,46	0,41	0,36	0,42	1,72	2,05	0,47		
2L-M=0,2	0,77	0,71	0,54	1,36	1,53	1,53	0,67	1,31	1,31	0,59	1,34	3,39	1,83	2,09		
3L-M=1	1,18	0,13	0,09	0,09	0,08	0,12	0,11	0,11	0,12	0,11	0,06	0,23	0,21	0,09		
3L-M=0,8	1,07	0,12	0,1	0,12	0,17	0,09	0,12	0,19	0,13	0,15	0,1	0,34	0,24	0,11		
3L-M=0,6	1,49	0,19	0,15	0,17	0,14	0,15	0,18	0,25	0,19	0,11	0,12	0,52	0,45	0,16		
3L-M=0,4	2,15	0,3	0,15	0,15	0,21	0,26	0,23	0,37	0,23	0,25	0,26	1,09	0,43	0,28		
3L-M=0,2	2,71	0,53	0,36	0,55	0,64	0,5	0,34	0,59	0,38	0,41	0,47	1,71	1,43	0,83		

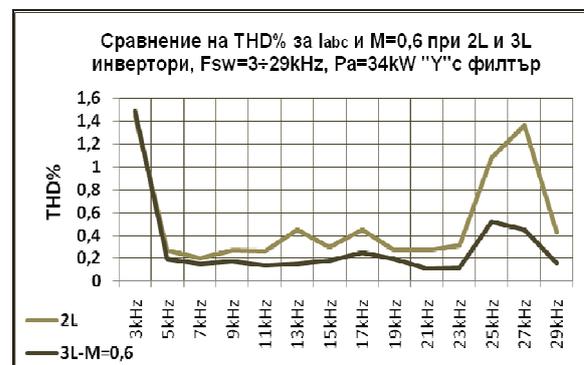


Фиг.8 Сравнение на THD% за  $I_{abc}$  активно-индуктивен товар "Y"  $S=40kVA$   $cos\phi=0.85$  и филтър.

Следващите двумерни графики отразява случая при  $M=1$ ,  $M=0,6$  и  $M=0,2$  съответно фигура 9, 10 и фигура 11.



Фиг.9 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инвертори за  $M=1$  и филтър.

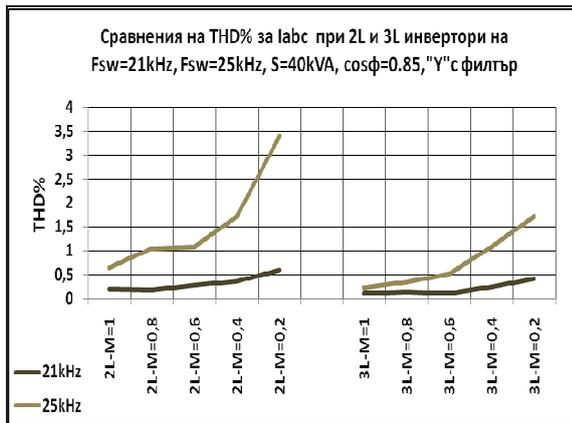


Фиг.10 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инвертори за  $M=0,6$  и филтър.



Фиг.11 Разпределение на хармоничния състав при 2L и 3L инвертори за M=0,2 и филтър.

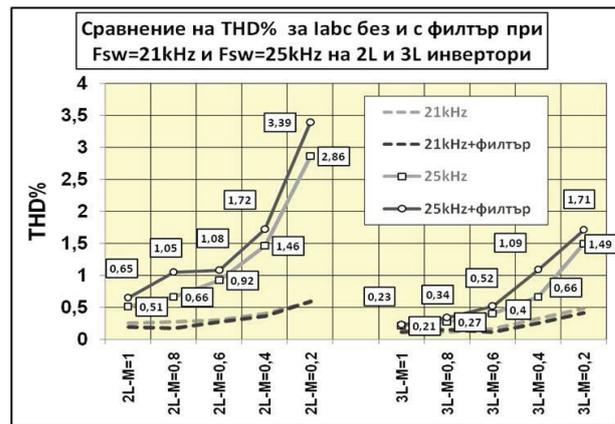
На фигура 12, са представени сравненията за две характерни честоти на комутация, където има минимум и съответно максимум при хода на зависимостите. Разпределението при честотите с характерни промени на THD, е на фигура 12.



Фиг.12 Разпределение на хармоничния състав THD при 2L и 3L инвертори за Fsw=21kHz и Fsw=25kHz с филтър

Направеното изследване показва една особеност при честота на превключване (ШИМ) Fsw=25kHz на фигура 13. Филтравата група помежду инверторите и товара има обратен ефект. Хармоничните компоненти (THD) нарастват в интервала до 60% (при 2L и M=0.8) при наличие на филтър. Това означава, че честотата на ШИМ Fsw=25kHz не е подходяща за приложение.

	21kHz-b	21kHz-fil	25kHz-b	25kHz-fil
2L-M=1	0,25	0,19	0,51	0,65
2L-M=0,8	0,27	0,17	0,66	1,05
2L-M=0,6	0,3	0,27	0,92	1,08
2L-M=0,4	0,4	0,36	1,46	1,72
2L-M=0,2	0,58	0,59	2,86	3,39
3L-M=1	0,13	0,11	0,21	0,23
3L-M=0,8	0,11	0,15	0,27	0,34
3L-M=0,6	0,16	0,11	0,4	0,52
3L-M=0,4	0,32	0,25	0,66	1,09
3L-M=0,2	0,48	0,41	1,49	1,71



Фиг.13 Зависимости на THD% за характерни точки от тримерната графика от фигури 3,8.

#### 4. Изводи

Наличието на висши хармоници в състава на изходната преобразувана енергия има пряко отношение към ефективността на инвертора.

1. От графиките се установява, че почти при всички режими в избрания диапазон на превключващи честоти, трипотенциалният инвертор (3L) е с по-ниско процентно ниво на хармоничния състав. Разликата е двойна, а в някои точки и по-голяма. Следователно преобразуваната енергия се концентрира по-добре в първия основен хармоник, на който работят повечето консуматори. Във всички случаи това означава "по-леки" филтри на изхода и с по-малка разсеяна мощност.

2. За честоти на комутация Fsw=19-20 kHz хармоничните компоненти са най-малко и при двата вида инвертори за целия диапазон на промяна на коефициента M. Следователно това е подходяща зона за избор на превключващи честоти за ШИМ - Fsw.

3. Друг важен извод е, че не всяка честота на комутация е подходяща за работа с филтър. Има стойности на Fsw за които филтравата група по скоро пречи, повишавайки стойностите на THD.

При фактори налагащи работа, примерно на  $F_{sw}=25\text{kHz}$  и за двата типа инвертори (2L и 3L), филтъра се предполага, че може да се изключи от структурата на инвертора.

Изследването има практическа насоченост, като спомага при избора на подходяща топология и честота на комутация в зависимост от нуждите на конкретното приложение. Изложените графични зависимости могат успешно да се приложат и в процесите на обучение.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Arrillaga J., Bradley D., Bodger P. *Power systems harmonics*. Chichester; John Wiley & Sons, Ltd, 1985, p. 320.
2. Dr. K. Sri Gowri, S. Venkata Mahesh, M. Abdul Hakeem. Current Harmonic Analysis Of A Two Level Inverter Fed Open-End Winding Induction Motor Drive Based On SVPWM Switching Strategies. IJMER Vol.2, Issue.4 July-Aug.2012 pp. 2561-2567
3. В. Василев, *Влияние на превключващата честота и коефициента на модулация върху хармоничния състав при двупотенциални и трипотенциални IGBT инвертори*. Технически университет – Варна. Машиностроене и Машинознание година IX, книга 3, 2014 № стр. 65-70.
4. Й. Йорданов. *MATLAB 7 част I Преобразувания, изчисления, визуализация*, Техника София, 2010
5. В. Дьяконов. *MATLAB 6 учебный курс*. Санкт-Петербург\*Москва\*Харьков\*Минск. 2001.
6. В. Дьяконов. *Simulink 5/6/7 Самоучитель*. Издательство ДМК. Москва. 2008



## ФОТОПРОВОДИМОСТ НА ПОЛУПРОВОДНИК. ПРЕХОДЕН ПРОЦЕС ПРИ ПЛОСЪК СЛУЧАЙ

ДИМИТЪР Г. СТОЯНОВ

**Резюме:** В работата се изследва формирането на поток от фотоелектрони в обема на полупроводник. Разглежда се преходен процес при плосък случай с равномерно осветяване на материала със светлина.

**Ключови думи:** полупроводник, фотопроводимост, преходни процеси

## PHOTOCONDUCTIVITY OF SEMI- CONDUCTORS. TRANSITION PROCESS DURING A PLANE CASE

DIMITAR G. STOYANOV

**Abstract:** The formation of photo-electron current in the volume of semi-conductor material is investigated in this article. Transition process during a plane case of material, uniform lighting with light is considered.

**Key words:** semi-conductor, photoconductivity, transition process

### 1. Увод

Фотопроводимостта е важна характеристика на полупроводниковите материали. В настоящият етап на развитие на електрониката фотопроцесите в полупроводниците и полупроводниковите детайли намират все по-голямо практическо приложение.

Освен това с миниатюризацията на оптоелектронните елементи, те попадат в режими на работа, които коренно се различават по времеви и честотни характеристики и плътност на енергиите от характеристиките на изделията, получени чрез старите технологии.

Целта, която си поставяме в тази работа е да се направи детайлен анализ на процесите който участват във формирането на фототока и неговото протичане. Като частен случай са разгледани преходните процеси при плосък случай с равномерно осветяване на полупроводниковия материал.

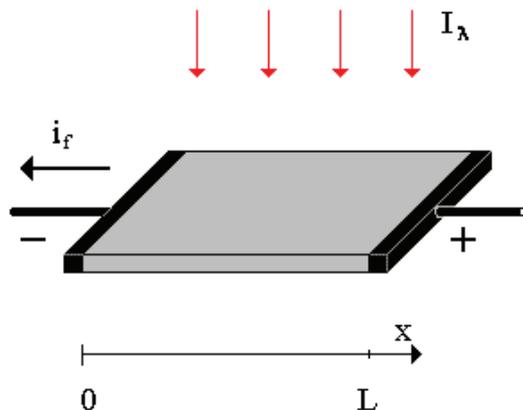
### 2. Основни процеси и баланс на частиците

#### 2.1. Геометрия на задачата

В настоящата работа разглеждаме плоска пластинка от хомогенен полупроводников материал, лежаща хоризонтално (виж Фиг.1). Дебелината на пластинката е  $a$ , а ширината  $b$ . По дължината на пластинката е прекарана оста  $Ox$  на координатната система. Левият активен край на пластинката има координата  $x = 0$ , а десният активен край на пластинката има координата  $x = L$ . Левият и десният край на пластинката, чрез омичен контакт с проводник се свързва с външна електрическа верига, която притежава източник на напрежение и задава електрическият поляритет на краищата на пластинката.

Полупроводниковата пластинка се осветява отгоре с монохроматична светлина с дължина на вълната  $\lambda$  и интензитет  $I_{\lambda}$ .

При такава геометрия на задачата всички параметри на задачата могат да зависят единствено от координатата  $x$ .



Фиг. 1. Пространствено разположение на полупроводниковия материал

Поради малкият интензитет на светлината фотоелектроните няма да влияят на интензитета на електричното поле [1] и ще се изпълнява законът на Гаус [1, 3]

$$\frac{dE}{dx} = 0 \quad (1)$$

Това означава, че електричното поле е постоянно в обема на материала, насочено е в отрицателната посока на оста  $Ox$  и има големина  $E$ . Дрейфовата скорост също е еднаква в целия обем.

## 2.2. Основни процеси

При осветяване на повърхността на полупроводников материал със светлина, тя прониква в обема на материала и в резултат на вътрешен фотоэффект предизвиква появата на електрони в зоната на проводимостта на полупроводника. Тези електрони ще наричаме фотоелектрони, за да ги различаваме от електроните в зоната на проводимостта, които могат да бъдат от основните токоносители или от легиране на материала.

Нека концентрацията на фотоелектроните е  $N$ . Генерацията на фотоелектрони в единица обем, за единица време е пропорционална на интензитета на монохроматичната светлина  $I_\lambda$  [1, 2]. Коефициентът на пропорционалност  $k_\lambda$  отчита отражението на светлината на границата на материала и спектралната чувстви-

телност на материала по дължини на вълните  $\lambda$  на падащата светлина

Основният механизъм за загуба на фотоелектроните е рекомбинацията им с дупки  $N_p$  от зоната на валентността. При малък интензитет на светлината голяма част от процеса на рекомбинация ще настъпи с дупки, концентрацията на които не зависи от светлината. Поради това можем да въведем характерно време на живот на фотоелектроните  $\tau$ , което е постоянна, независеща от интензитета на светлината величина [1, 2].

## 2.3. Уравнение на баланса

Балансът на фотоелектроните, по наше мнение [3], трябва да направим, използвайки уравнението на непрекъснатостта, в дясната страна на което поставяме сумата на скоростите на реакция на разгледаните по-горе процеси.

В плоския случай уравнението на баланса добива вида [3]

$$\frac{\partial N}{\partial t} + \frac{\partial \Gamma}{\partial x} = +k_\lambda I_\lambda - \frac{N}{\tau} \quad (2)$$

Тук в (2) фигурира  $\Gamma$  - поток на фотоелектроните по оста  $Ox$ , породен от наличието на електрично поле с интензитет  $E$ . Ще предполагаме, че скоростта на потока съвпада с дрейфовата скорост на фотоелектроните  $u_d$ , насочена в положителната посока на оста  $Ox$

$$u_d = \mu E \quad (3)$$

Тук с  $\mu$  е означена подвижността на фотоелектроните в материала ( $\mu > 0$ ). Самият поток на фотоелектроните ще има вида

$$\Gamma = N u_d = N \cdot \mu E \quad (4)$$

Потокът фотоелектрони ще формира ток на фотоелектроните (който можем да наричаме фототок) с плътност  $j_f$ , насочен в отрицателната посока на оста  $Ox$

$$j_f = -q \Gamma = -q N u_d = q N \mu E \quad (5)$$

Тук  $q$  е големината на заряда на електрона ( $q > 0$ ).

Замествайки (4) в (2) ще получим [3]

$$\frac{\partial N}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial x} (N \mu E) = +k_\lambda I_\lambda - \frac{N}{\tau} \quad (6)$$

Това е уравнението на баланса на фотоелектроните в плоския динамичен случай.

Уравнението (6) се решава за  $N(x,t)$  съвместно с (1) при следните гранични условия:

а) Върху отрицателният край на материала концентрацията и потока на фотоелектроните е нула.

$$N(x=0,t) = 0 \quad (7)$$

б) Върху положителният край на материала концентрацията и потока на фотоелектроните е максимална. За плътността на фототока на фотоелектроните, регистриран през материала ще запишем

$$j_f(x=L,t) = q \cdot \mu \cdot E \cdot N(x=L,t) \quad (8)$$

А за фототока през образца ще имаме

$$i_f(t) = q \cdot \mu \cdot E \cdot a \cdot b \cdot N(L,t) \quad (9)$$

Ще дефинираме няколко характерни величини:

- фототок на насищане  $i_{fsat}$

$$i_{fsat} = q \cdot k_\lambda \cdot I_\lambda \cdot L \cdot a \cdot b; \quad (10)$$

- мащаб за интензитета на електричното поле  $E_1$

$$E_1 = \frac{L}{\tau \cdot \mu}. \quad (11)$$

#### 2.4. Решение на уравнението

В тази работа решението за  $N(x,t)$  ще търсим, предполагайки, че интензитета на светлината в различните участъци на пластината е еднакъв, но променлив във времето, като зависи само от времето  $t$ , т.е.  $I_\lambda(t)$ . Важното при това разглеждане е, че токоносителите се преместват в пространството с дрейфова скорост (3), която в случая е еднаква и постоянна величина.

Решението което предлагаме да се използва нататък, има вида

$$N(x,t) = k_\lambda \cdot \int_{t-\frac{x}{\mu \cdot E}}^t I_\lambda(t') \cdot \exp\left(-\frac{t-t'}{\tau}\right) dt' \quad (12)$$

Чрез непосредствена проверка, може да се установи, че (12) удовлетворява (6). Тук времето  $t'$  е момента в който се поглъща светлината и възниква фотоелектрон, а последващото интегриране отчита преноса на

фотоелектрона от електричното поле в точката с координата  $x$ , с отчитане на вероятността за рекомбинация (с характерното време на живот на фотоелектроните  $\tau$  в експонентата).

### 3. Изследване на решението

#### 3.1. Постоянно осветяване

Ако в (12) предположим, че интензитета е постоянен и не зависи от  $t$ , след пресмятане ще получим резултат, който съвпада с този от [3], получен по друг начин

$$\frac{i_f}{i_{fsat}} = \frac{E}{E_1} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{E_1}{E}\right) \right] \quad (13)$$

Това е стационарната стойност на фототока на фотоелектроните при този интензитет на светлината.

#### 3.2. Изключване на осветяването

Тук ще предположим, че в момента  $t = t_e$  светлината се изключва. Т.е.

$$I_\lambda(t) = \begin{cases} I_\lambda & t < t_e \\ 0 & t \geq t_e \end{cases} \quad (14)$$

Ще разгледаме два подслучая:  $t_e < t \leq t_e + L/\mu \cdot E$  и  $t \geq t_e + L/\mu \cdot E$ .

а) За интервала  $t_e < t \leq t_e + L/\mu \cdot E$  интегрирането на (12) се извършва от  $t - L/\mu \cdot E$  до  $t_e$ . Причината за смяната на края на интегрирането е, че в моментите време, за които  $t \geq t_e$  няма светлина и съответно генерация на фотоелектрони. През този интервал време в точка с координата  $L$  попадат фотоелектроните генерирани преди изключването на светлината от левия край на пластинката до разглежданата точка.

Получаваме

$$\frac{i_f(t)}{i_{fsat}} = \frac{E}{E_1} \left[ \exp\left(-\frac{t-t_e}{\tau}\right) - \exp\left(-\frac{E_1}{E}\right) \right] \quad (15)$$

За момента  $t = t_e$  формула (15) дава за фототока на фотоелектроните стойност, която съвпада със стационарната за тази точка стойност (13).

В момента  $t = t_e + L/\mu \cdot E$  формула (15) дава за фототока на фотоелектроните нулева стойност.

$$i_f(t = t_e + \frac{L}{\mu.E}) = 0 \quad (16)$$

б) За  $t \geq t_e + L/\mu.E$  интегрирането на (12) се извършва от  $t - L/\mu.E$  до  $t$ . Получаваме

$$i_f(t \geq t_e + \frac{L}{\mu.E}) = 0. \quad (17)$$

Полученото решение съвпада с (16).

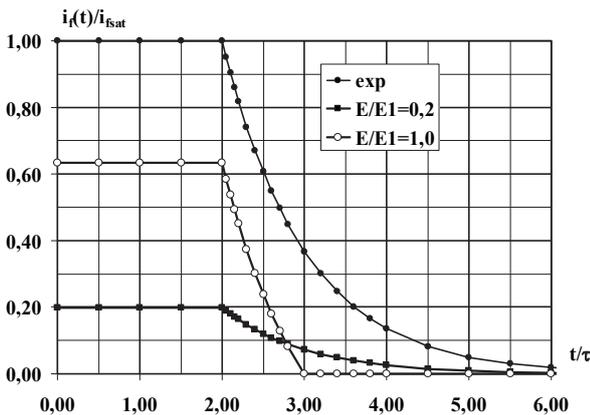
#### 4. Анализ на решението

При изключване на осветяването в момента  $t = t_e$  изменението на фототока стартира от стационарната стойност (13).

В началният етап фототока намалява по закона (15).

След известно време фототока се нулира и остава нула по-нататък. Нулирането става в момент  $t = t_n$

$$\frac{t_n - t_e}{\tau} = \frac{E_1}{E} \quad (18)$$



Фиг. 2. Графика на преходния процес при изключване на осветяването (15)

Като илюстрация на казаното, на Фиг.2 е дадена графиката на (15) за  $E/E_1 = 0,2$  и  $E/E_1 = 1,0$  при  $t_e/\tau = 2$ . За сравнение е показана и експонентата (19), която се дискутира в [2]

$$\frac{i_f(t)}{i_f(t_e)} = \exp\left(-\frac{t - t_e}{\tau}\right). \quad (19)$$

От фигурата се вижда, че преходният процес при изключването на осветяването не се описва от прости експоненти както в [2] и между отделните криви няма машабно подобие.

Можем да направим наблюдението, че при малки стойности на  $E/E_1$ , в началото на волт-амперната характеристика [3], която има вида (13), все пак има макар и малко подобие с (19). При по-големи стойности на  $E/E_1$  имаме резки фронтове на фототока след изключване на светлината, които нямат прилика с (19).

#### 5. Заключение

В заключение можем да кажем, че в резултат на анализ на уравнението на баланс на частиците е получена аналитичната зависимост (12) за описание на динамиката на процесите във фотосъпротивлението. Ползвайки получената зависимост е определено в аналитичен вид уравнението на преходния процес при изключване на осветяването.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Епифанов Г.И., Мома Ю.А. (1986) *Твердотелна електроника*: Учеб. для студентоу вузов, Москва, Изд. "Выш. школа", 304с.
2. Молдованова М. (1977) *Физика на полупроводниците*, София, Изд. "Наука и Изкуство", 454с.
3. Stoyanov D. (2013) Current-voltage characteristic of a photo-resistance. Plane case. *Journal of the Technical University at Plovdiv. "Fundamental Science and Applications"*, Vol. 19, Book 2, pp. 115-118.

#### Контакти

##### Адрес

Димитър Георгиев СТОЯНОВ  
Кат. Математика, физика и химия  
ИПФ-Сливен на ТУ-София  
Бул. Бургаско шосе, 59  
8800, Сливен  
BULGARIA

E-mail: [dgstoyanov\\_ipf@abv.bg](mailto:dgstoyanov_ipf@abv.bg)



## АНАЛИТИЧНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОСЛЕДОВАТЕЛНО РЕЗОНАНСЕН DC-DC ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ С НЕСИМЕТРИЧЕН УПРАВЛЯЕМ ИЗПРАВИТЕЛ

АЛЕКСАНДЪР ВУЧЕВ, НИКОЛАЙ БАНКОВ

**Резюме:** Извършено е аналитично моделиране на процесите в последователно-резонансен DC-DC преобразувател с несиметричен управляем изправител при работа над резонансната честота. Получени са изрази за основни негови величини. Представени са товарни и регулировъчни характеристики на преобразувателя, получени за целия диапазон на управление. Определени са граници на работа при запазване на условия за мека комутация на управляемите му прибори.

**Ключови думи:** резонансен DC-DC преобразувател, управляем изправител

## AN ANALYTICAL INVESTIGATION OF A SERIES RESONANT DC-DC CONVERTER WITH AN UNSYMMETRICAL CONTROLLED RECTIFIER

ALEKSANDAR VUCHEV, NIKOLAY BANKOV

**Abstract:** An analytical modeling of the processes within a series-resonant DC-DC converter with an unsymmetrical output controlled rectifier, operating at frequencies higher than the resonant frequency, is accomplished. Expressions for its basic quantities are acquired. The load and control characteristics of the converter for the entire control range are presented. The operational boundaries while preserving the conditions for soft commutation of its controlled devices are defined.

**Key words:** Resonant DC-DC Converter, Output Controlled Rectifier

### 1. Въведение

Последователно резонансните DC-DC преобразуватели, работещи с честота по-висока от резонансната, притежават редица предимства: малки размери и тегло, ниски комутационни загуби, естествена защита от късо съединение и др. За регулиране на изходната им мощност се прилагат две групи методи [1], при променлива честота и при постоянна честота.

Съществен недостатък при работата на преобразувателите е нарушаването на условията за мека комутация на управляемите ключове при нулево напрежение, вследствие намаляване на токът, протичащ през резонансната верига. Това явление се наблюдава при режими, близки до

празен ход, когато управлението се осъществява чрез изменение на работната честота [2]. Този недостатък може да бъде преодолян при работа с постоянна честота чрез прилагане на фазово регулиране [1, 3].

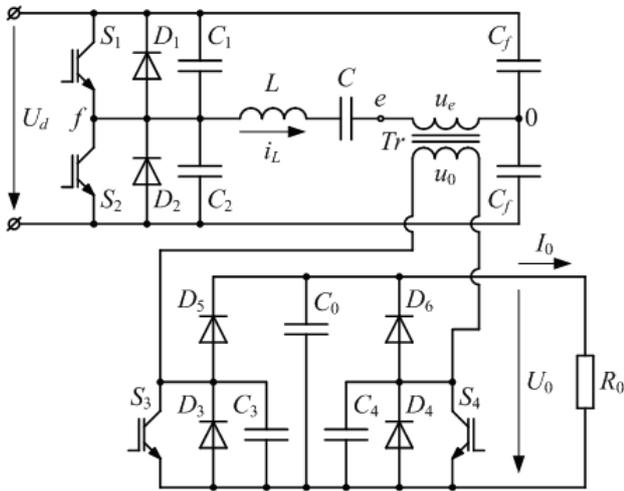
Друго решение, което обаче не използва ресурсите на инвертора, е регулирането на изходната мощност в изправителя [4÷6]. Съществуващите анализи на преобразуватели с управляемо изправяне са приблизителни [5] или непълни [4]. Получените резултати дават представа за изходните характеристики и регулировъчните им свойства, но не уточняват границите на тяхната работоспособност.

В [6] беше представено едно аналитично моделиране на процесите в последователно резонансен DC-DC преобразувател, работещ с постоянна честота по-висока от резонансната и несиметричен управляем изправител. В резултат бяха получени изрази за определяне на основни величини и построени регулировъчни и товарни характеристики при изменение на ъгъла на управление в диапазон  $0 \div \pi/2$  rad и запазване на условията за мека комутация на силовите прибори.

Настоящата работа има за цел да се допълнят теоретичните резултати, представени в [6], като се получат аналитични изрази за целия диапазон на регулиране и се построят съответните изходни, товарни и регулировъчни характеристики на преобразувателя.

## 2. Анализ на преобразувателя

Схемата на изследвания преобразувател е показана на фиг.1. Тя е съставена от инвертор (ключове  $S_1, S_2$  и диоди  $D_1, D_2$ ), резонансна верига ( $L$  и  $C$ ), съгласуващ трансформатор ( $Tr$ ), управляем изправител (ключове  $S_3, S_4$  и диоди  $D_3 \div D_6$ ), кондензаторен филтър ( $C_0$ ) и товарен резистор ( $R_0$ ). На фигурата са показани и демпфиращите кондензатори ( $C_1 \div C_4$ ), които служат за намаляване на комутационните загуби в управляемите прибори [4].



Фиг. 1. Схема на преобразувателя

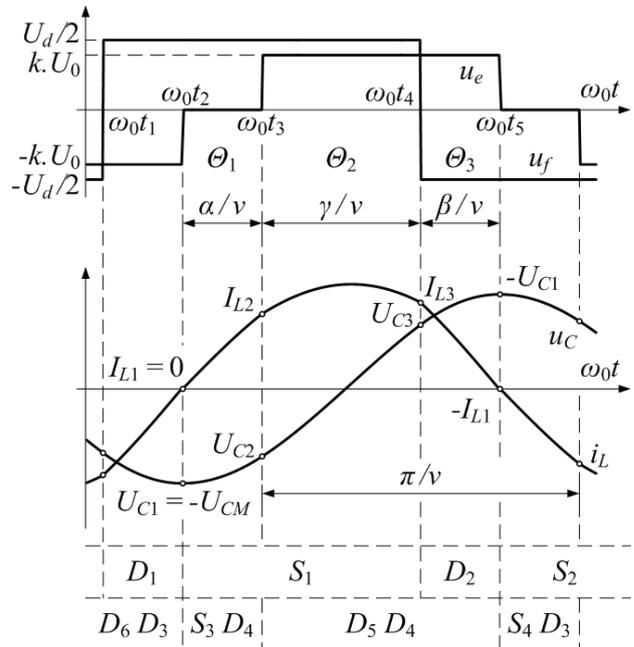
За нуждите на анализа е прието, че всички елементи в схемата са идеални – в тях не се отделят загуби и комутациите са мигновени. Освен това пулсациите на захранващото напрежение  $U_d$  и изходното напрежение  $U_0$  са пренебрежимо малки.

### 2.1. Работни режими на преобразувателя

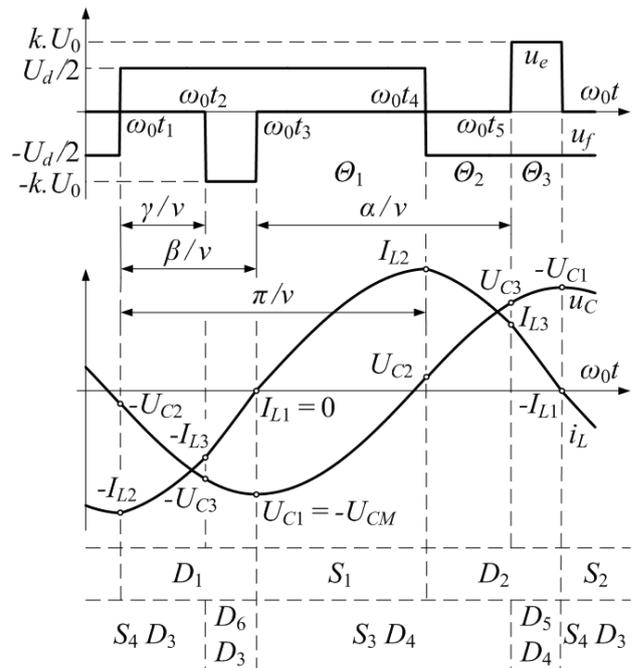
При регулиране на изходната мощност на преобразувателя са възможни два режима на работа, наречени условно **MODE I** и **MODE II**.

Те са илюстрирани чрез времевите диаграми, представени на фиг.2 и фиг.3.

И при двата режима ключове  $S_1$  и  $S_2$  се управляват по такъв начин, че напрежението  $u_f$  на изхода на инвертора има правоъгълна форма. Понеже преобразувателят работи с честота, която е по-висока от собствената честота на резонансната верига, токът  $i_L$ , протичащ през резонансната верига изостава от напрежението  $u_f$  на ъгъл  $\beta$ , отчетен за работната честота  $\omega_s$ .



Фиг. 2. Времеви диаграми при **MODE I**



Фиг. 3. Времеви диаграми при **MODE II**

Ключове  $S_3$  и  $S_4$  се управляват по такъв начин, че всеки път след нулирането на тока  $i_L$

вторичната намотка на трансформатора се свързва накъсо за времето на ъгъл  $\alpha$ , отчетен за работната честота  $\omega_s$ . Напрежението  $u_e$  на входа на съгласуващия трансформатор променя своята посока заедно с тока през резонансната верига. Поради капацитивния филтър, когато ключове  $S_3$  и  $S_4$  не провеждат, то има стойност, определена от коефициента на трансформация  $k$  и големината на изходното напрежение  $U_0$ . За времето на ъгъл  $\alpha$  обаче, стойността му е нула.

Фиг.2 показва, че при **MODE I** ключа  $S_3$  (или  $S_4$ ) провежда само през времето, когато провежда и ключа на инвертора  $S_1$  (или  $S_2$ ). Вторият режим **MODE II** е възможен при  $\alpha > \pi/2$  rad (фиг.3). Сега ключ  $S_3$  (или  $S_4$ ) продължава да провежда и през времето, когато провежда обратния диод на инвертора  $D_2$  (или  $D_1$ ).

Независимо от режима на работа за един полупериод в преобразувателя се извършват три комутации – една в инвертора и две в изправителя. В интервалите между тях, върху резонансната верига е приложено постоянно напрежение  $U_{EQ}$ , определено от стойностите на  $u_f$  и  $u_e$ . Този факт позволява, да се изследват процесите само в резонансната верига.

### 2.2. Моделиране на процесите в резонансната верига

На фиг.2 и фиг.3 са представени кривите на тока  $i_L$  през бобината  $L$  и напрежението  $u_C$  върху кондензатора  $C$ . Показани са началните им стойности ( $I_{L1} \div I_{L3}$ ,  $U_{C1} \div U_{C3}$ ) за всеки от споменатите работни интервали.

В съответствие с приетите допускания, резонансната честота, вълновото съпротивление и разстройката по честота са:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad \rho_0 = \sqrt{L/C}; \quad v = \omega_s / \omega_0 \quad (1)$$

С цел получаване на обобщени резултати всички величини се нормализират както следва: напреженията спрямо  $U_d/2$ ; токовете –  $U_d/2\rho_0$ .

Заради приликата в принципа на действие, моделирането на процесите в резонансната верига се реализира, както е направено в [3] за последователно резонансен преобразувател при фазово регулиране. За всеки работен интервал, нормализираните стойности на тока  $i_L$  и напрежението  $u_C$  се определят като:

$$\begin{aligned} i'_{Lj}(\theta) &= I'_{Lj} \cos\theta - (U'_{Cj} - U'_{EQj}) \sin\theta \\ u'_{Cj}(\theta) &= I'_{Lj} \sin\theta + (U'_{Cj} - U'_{EQj}) \cos\theta + U'_{EQj} \end{aligned} \quad (2)$$

където  $j$  е номер разглеждания интервал;  $I'_{Lj}$  и  $U'_{Cj}$  са нормализирани стойности на тока през

бобината и напрежението върху кондензатора в началото на интервала;  $\theta = 0 \div \Theta_j$ ;  $\Theta_j$  – ъгъл на интервала за резонансната честота  $\omega_0$ ;  $U'_{EQj}$  – нормализирана стойност на напрежението, приложено върху резонансната верига.

Параметрите  $\Theta_j$  и  $U'_{EQj}$  се определят на базата на фиг.2 и фиг.3. За интервалите на един полупериод при всеки от двата режима техните стойности са посочени в таблица 1.

Таблица 1. Параметри на модела

Режим	Парам.	Номер на интервал		
		1	2	3
<b>MODE I</b>	$\Theta_j$	$\frac{\alpha}{v}$	$\frac{\gamma}{v}$	$\frac{\pi - \alpha - \gamma}{v}$
	$U'_{EQj}$	1	$1 - kU'_0$	$-1 - kU'_0$
<b>MODE II</b>	$\Theta_j$	$\frac{\alpha - \gamma}{v}$	$\frac{\gamma}{v}$	$\frac{\pi - \alpha}{v}$
	$U'_{EQj}$	1	-1	$-1 - kU'_0$

От фиг.2 и фиг.3 се вижда, че стойността на  $i_L$  в края на даден интервал се явява начална стойност за следващия. Същото важи и за напрежението  $u_C$ . Тогава:

$$\begin{aligned} I'_{Lj+1} &= I'_{Lj} \cos\Theta_j - (U'_{Cj} - U'_{EQj}) \sin\Theta_j \\ U'_{Cj+1} &= I'_{Lj} \sin\Theta_j + (U'_{Cj} - U'_{EQj}) \cos\Theta_j + U'_{EQj} \end{aligned} \quad (3)$$

На базата на тези зависимости в [3] са получени следните уравнения, които са приложими и по отношение на разглежданата схема:

$$\begin{aligned} I'_{L1} \left( 1 + \cos\frac{\pi}{v} \right) - U'_{C1} \sin\frac{\pi}{v} &= \\ = \sum_{j=1}^3 U'_{EQj} \left[ \sin\left( \frac{\pi}{v} - \sum_{i=1}^j \Theta_i \right) - \sin\left( \sum_{i=j}^3 \Theta_i \right) \right] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} I'_{L1} \sin\frac{\pi}{v} + U'_{C1} \left( 1 + \cos\frac{\pi}{v} \right) &= \\ = \sum_{j=1}^3 U'_{EQj} \left[ \cos\left( \sum_{i=j}^3 \Theta_i \right) - \cos\left( \frac{\pi}{v} - \sum_{i=1}^j \Theta_i \right) \right] \end{aligned} \quad (5)$$

Понеже за първи е избран интервалът, при който началните стойности са  $I_{L1} = 0$  и  $U_{C1} = -U_{CM}$ , горните изрази се преобразуват, чрез което за **MODE II** се получават следните нормализирани зависимости за:

$$U'_0 = \frac{1}{k} \frac{2 \sin \Theta_1 - 2 \sin(\Theta_2 + \Theta_3)}{\sin \frac{\pi}{\nu} + \sin \Theta_3 - \sin(\Theta_1 + \Theta_2)} \quad (6)$$

$$U'_{CM} = \frac{kU'_0 \sin \Theta_3 + 2 \sin(\Theta_2 + \Theta_3)}{\sin \frac{\pi}{\nu}} - 1 \quad (7)$$

С цел удобство при определянето на средните стойности на токовете през елементите на схемата на преобразувателя се полага:

$$\begin{aligned} I'_{AVj} &= \frac{\nu}{\pi} \int_0^{\Theta_j} i'_{Lj}(\theta) d\theta = \\ &= \frac{\nu}{\pi} \left[ I'_{Lj} \sin \Theta_j - (U'_{Cj} - U'_{EQj}) (1 - \cos \Theta_j) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

На фиг.2 и фиг.3 са представени и интервалите, по време на които провеждат съответните прибори. Тогава нормализираната средна стойност на тока през товарния резистор при **MODE II** е съответно:

$$I'_0 = kI'_{AV3} \quad (9)$$

Силовите прибори на преобразувателя провеждат в рамките на само един полупериод. Затова, нормализираните средни стойности на токовете, протичащи през тях при **MODE II**, се определят като:

$$I'_{S12} = I'_{AV2} / 2 \quad (10)$$

$$I'_{D12} = (I'_{AV2} + I'_{AV3}) / 2 \quad (11)$$

$$I'_{S34} = (I'_{AV1} + I'_{AV2}) / 2 \quad (12)$$

$$I'_{D34} = I'_{AV3} / 2 \quad (13)$$

$$I'_{D56} = (I'_{AV1} + I'_{AV2} + I'_{AV3}) / 2 \quad (14)$$

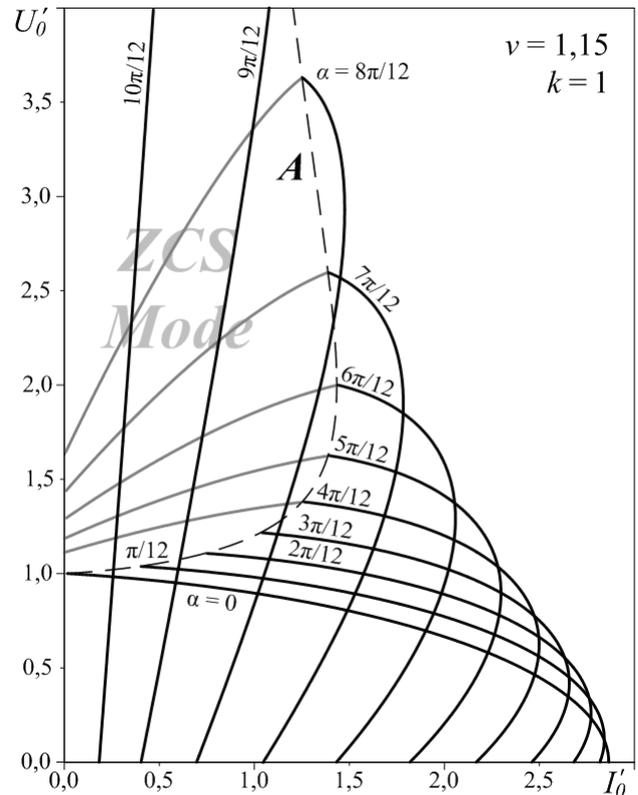
където  $I'_{S12}$  е нормализирана средна стойност на тока през ключове  $S_1$  и  $S_2$ ;  $I'_{D12}$  – през обратните диоди  $D_1$  и  $D_2$ ;  $I'_{S34}$  – през ключове  $S_3$  и  $S_4$ ;  $I'_{D34}$  – през диоди  $D_3$  и  $D_4$ ;  $I'_{D56}$  – през диоди  $D_5$  и  $D_6$ .

По такъв начин чрез изрази (6)÷(14) основните величини на преобразувателя се представят като функции на ъглите  $\Theta_1$ ,  $\Theta_2$  и  $\Theta_3$  на работните интервали.

Зависимостите, аналогични на (6)÷(14) за преобразувателя при режим **MODE I** бяха представени в [6].

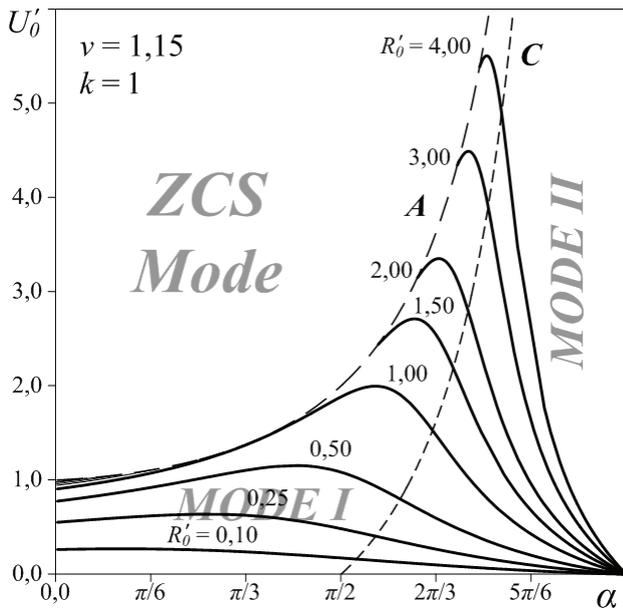
### 3. Изходни и регулировъчни характеристики

Регулирането на изходната мощност на преобразувателя се реализира чрез промяната на ъгъла на провеждане на управляемите ключове в изправителя  $\alpha$ . Свойствата му могат да се анализират чрез нормализирани характеристики, получени на базата на изрази (6)÷(14) за стойност на коефициента на трансформация равна на единица ( $k = 1$ ).



Фиг. 4. Изходни характеристики

Изходни характеристики на изследвания преобразувател са показани на фиг.4. Те са получени при разстройка по честота  $\nu = 1,15$  и изменение на ъгъла на управление  $\alpha$  през  $\pi/12$  rad. С пунктир е отбелязана границата (крива **A**) на областите на комутация на ключовете на инвертора при нулево напрежение и при нулев ток (**ZCS Mode**). Тя е построена за  $\beta = 0$  rad, когато токът  $i_L$  и напрежението  $u_f$  се нулират заедно. Характеристиките за **ZCS Mode** (в сиво) са ограничени между крива **A** и ординатата. Преобразувателят обаче не може да работи в този режим, поради необходимост от промяна на механизма на комутация на ключове  $S_1$  и  $S_2$ . Вижда се, че с увеличаване на стойността на ъгъла  $\alpha$ , обхвата на изменение на изходния ток намалява, докато този на изходното напрежение се увеличава. Освен това за граничната крива **A**, понеже изходния ток е по-голям от нула, режим на празен ход е невъзможен.



Фиг. 5. Регулировъчни характеристики

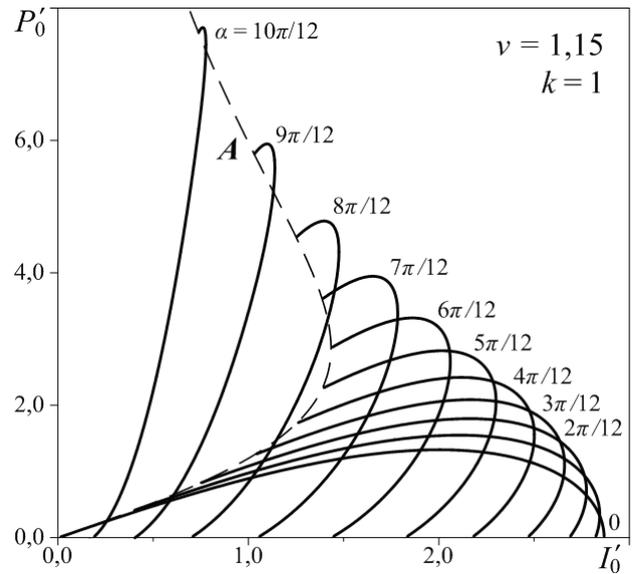
На фиг.5 са представени регулировъчни характеристики на преобразувателя, получени при същите условия, както и изходните за различни стойности на товарния резистор:

$$R'_0 = U'_0 / I'_0 = R_0 \cdot k^2 / \rho_0 \quad (15)$$

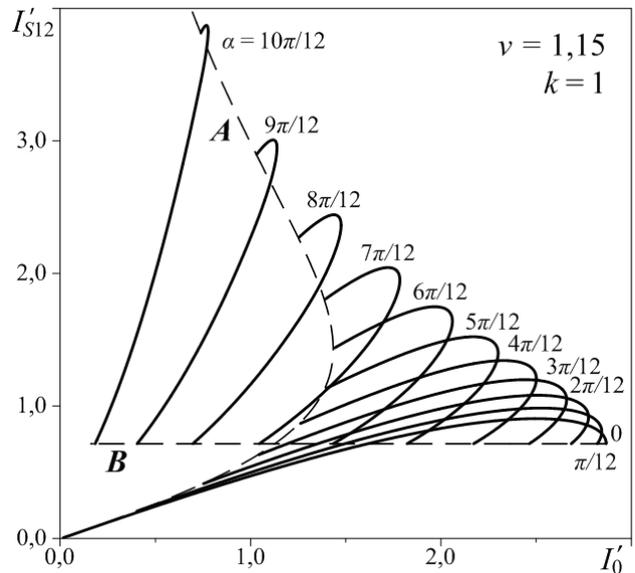
За целта са използвани изрази (6)÷(9) и е приложена итерационна процедура. Тук освен граничната линия *A* е показана и тази между режимите *MODE I* и *MODE II* (крива *C*). Тя е построена за  $\gamma = 0$ , когато ключът от инвертора  $S_1$  (или  $S_2$ ) и този от изправителя  $S_3$  (или  $S_4$ ) едновременно спират да провеждат. Вижда се, че независимо от стойността на товарния резистор изменението на изходното напрежение  $U_0$  е най-голямо, когато ъгълът на управление се изменя в граници  $\alpha = \pi/2 \div \pi$  rad (при *MODE II*). При малки стойности на ъгъла ( $\alpha < \pi/2$ ) управлението е възможно само за ниските стойности на товарния резистор ( $R_0 < 1,0$ ).

#### 4. Товарни характеристики

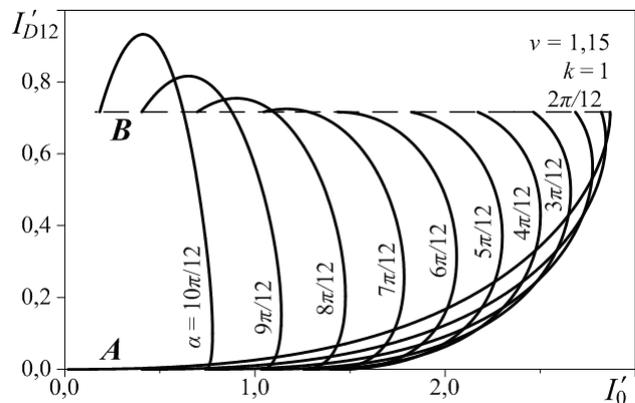
Зависимости в относителни единици на изходната мощност  $P'_0$ , както и средните стойности на токовете през ключовете  $I'_{S12}$  и обратните диоди  $I'_{D12}$  на инвертора, ключовете  $I'_{S34}$  и диодите  $I'_{D56}$  на изправителя от средната стойност на изходния ток  $I'_0$  са представени съответно на фиг.6÷ фиг.10. Те са построени на базата на изрази (6)÷(14) при същите условия, както и изходните характеристики. В случая освен граничната линия *A* е показана и тази за режима на късо съединение (линия *B*). Тя е построена за  $\beta = \pi/2$  rad.



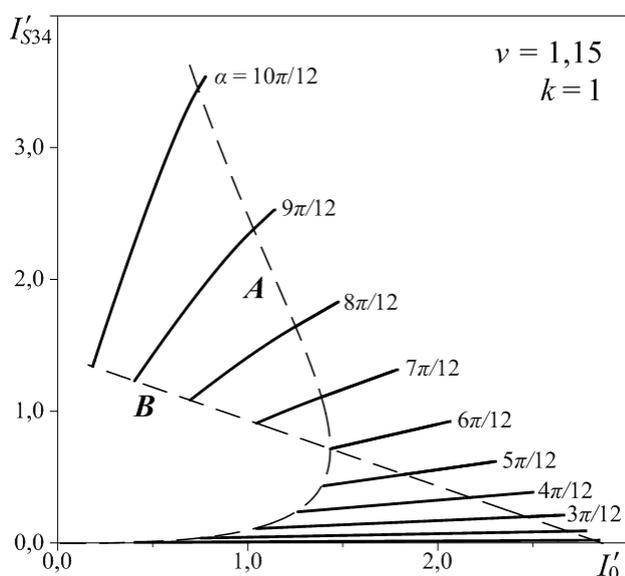
Фиг. 6. Зависимост на изходната мощност  $P_0$  от изходния ток  $I_0$



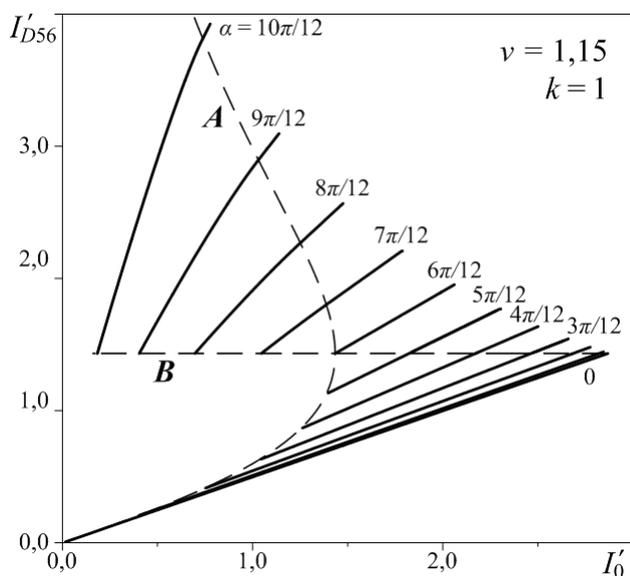
Фиг. 7. Зависимост на средната стойност на тока през ключове  $S_1$  и  $S_2$  на инвертора от изходния ток  $I_0$



Фиг. 8. Зависимост на средната стойност на тока през обратните  $D_1$  и  $D_2$  на изправителя от изходния ток  $I_0$



**Фиг. 9.** Зависимост на средната стойност на тока през ключове  $S_3$  и  $S_4$  на изправителя от изходния ток  $I_0$



**Фиг. 10.** Зависимост на средната стойност на тока през диоди  $D_5$  и  $D_6$  на изправителя от изходния ток  $I_0$

Фиг.6÷фиг.10 показват, че максималната изходна мощност нараства с увеличаване на ъгъла на управление. Това става за сметка на увеличеното натоварване на силовите прибори на преобразувателя – токовете им превишават стойностите при режим на късо съединение.

### 5. Заключение

Извършено е аналитично моделиране на процесите в последователно-резонансен DC-DC преобразувател с управляем изправител, при работа над резонансната честота. В резултат са дефинирани два характерни режима, за които са получени изрази за основни величини и са

построени графични зависимости. Определена е областта на работа с комутация при нулево напрежение на ключовете на преобразувателя. Установено е, че регулирането е ефективно при големи стойности на ъгъла на управление, което обаче е за сметка на значително натоварване на елементите на схемата.

Получените резултати могат да се използват за проектирането на преобразувателя.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Cheron, Y., Foch, H., Roux, J. (1986). Power Transfer Control Methods in High Frequency Resonant Converters, *PCI Proceedings*, pp. 92-103.
2. Bankov, N. (2009) Influence of the Snubbers and Matching Transformer over the Work of a Transistor Resonant DC/DC Converter. *Elektrotehnika&Elektronika, (Bulgaria, Sofia)*, Vol. 44, No. 7-8, pp. 62-68.
3. Vuchev, A., Bankov, N. (2010). Analytical Modeling and Investigation of Phase Shift Controlled Series Resonant DC-DC Converters, *Engineering Sciences (Bulgaria, Sofia)*, № 2, pp. 36-50.
4. Liu, Y., Sen, P.C. (1996). Source Reactance Lossless Switch (SRLS) for Soft-Switching Converters with Constant Switching Frequency, *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, Vol. 43, pp. 301-312.
5. Rossetto, L., Sipazzi, G. (1998). Series Resonant Converter with Wide Load Range, *Industry Applications Conference, The 1998 IEEE*, Vol. 2, pp. 1326-1331.
6. Vuchev, A., Bankov, N. (2011). Analytical Modeling and Investigation of a Series Resonant DC-DC Converter with an Output Controlled Rectifier, *Annual Journal of Electronics (Bulgaria, Sofia)*, Vol. 5, № 1, pp. 200-203.

Contacts:

Department of Electrical Engineering and Electronics

University of Food Technologies – Plovdiv  
26 Maritza Blvd., 4002 Plovdiv,  
BULGARIA

E-mail: avuchev@yahoo.com

E-mail: nikolay\_bankov@yahoo.com



## СИМУЛИРАНЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ФОТОРЕЗИСТОР И ПРИЛОЖНИ СХЕМИ ЗА ОБУЧЕНИЕ ПО ЕЛЕКТРОНИКА

КАТЯ АСПАРУХОВА

**Резюме:** *Представена е възможността за онагледяване действието на електронни схеми с фоторезистори чрез въвеждането им с моделни параметри в програмния симулатор PSpice. Показани са последователните действия: екстракция на параметри и техните стойности за конкретния тип фоторезистор; въвеждането им за съответната симулация в програмната среда; необходимите методи за симулация и диапазон на задаваните параметри, необходими за проверка на характеристиките по техническите данни. Разгледани са различни електронни схеми с конкретен тип фоторезистор. Показани са резултатите от симулациите на предлаганите схеми и е направен анализ на получените характеристики.*

**Ключови думи:** *фоторезистор, модел, симулации, електронни схеми, PSpice.*

## SIMULATION OF THE CHARACTERISTICS OF PHOTORESISTOR AND APPLIED CIRCUITS FOR TRAINING IN ELECTRONICS

KATYA ASPARUHOVA

**Abstract:** *The paper presents the simulations of electronic circuits with photoresistors using the program simulator PSpice. The successive steps are shown: extraction of the model parameters and their values for a specific type of light-dependent resistor (LDR); their implementation in the PSpice environment; the necessary methods for simulation and range of the settings required for the verification of the obtained characteristics with the technical data. Various electronic circuits with a specific type of photoresistor are investigated and the results of simulations are discussed.*

**Key words:** *photoresistor, Spice model, circuit simulation*

### 1. Мотивация

Фоторезисторите се използват широко в различни електронни устройства в качеството на сензори на оптично лъчение или като елемент от сложна електронна схема. В същото време отсъстват като елементи и модели в компютърните симулатори от типа Spice. В обучението по електроника, използването на компютърните симулатори позволява по-ефективно и бързо студентите да изучат и разберат действието на електронните схеми. Включването на фоторезистори като градивни

елементи от схеми, подлежащи на симулиране с компютърните симулатори от типа на Spice, е сложна задача за студентите по електроника. Необходимо е предварително да бъде показано как се определят основните параметри и характеристики като данни за модел в средата на симулатора [1, 2]. След това с компютърна симулация да може да се получат резултати, които съответстват на зададените като каталожни данни. В последствие, така въведените модели и зададени конкретни стойности на параметрите да бъдат използвани

за симулиране поведението на различни приложни схеми.

## 2. Модел на фоторезистор в универсалния симулатор Spice

Фоторезисторите са полупроводникови елементи без PN преход. Произвеждат се от полупроводникови материали като CdS, CdS/CdSe, PbS и PbSe, на базата на собствена проводимост. Като елементи от електрическа верига, представляват резистор с голяма стойност на съпротивлението, когато не са осветени (съпротивление на тъмно  $R_{Dark}$ ). При осветяване съпротивлението намалява нелинейно в зависимост от погълнатото оптично лъчение [3, 4, 5]. Зависимостта на съпротивлението на фоторезистора  $R_{Phr}$  от падащата осветеност  $E_v$  се определя със зависимостта:

$$R_{Phr} = R_0 \cdot E_v^{-p} \quad (1)$$

Където  $R_0$  е съпротивлението на фоторезистора при осветеност  $E_v = 1 \text{ lx}$ , степенният показател  $p$  зависи от материала на фоторезистора и като правило е в диапазона:  $0 < p < 1$ .

Съществен параметър на фоторезисторите е разсейваната мощност  $P_d$ . При включването му в електрическа верига през него протича ток и разсейваната мощност при различна осветеност съответно е различна. В каталожните данни за фоторезисторите, намиращи приложение в практиката, разсейваната мощност е в диапазона 50mW – 100mW.

Като модел на фоторезистор в Spice може да се използва резистор с параметър стойността на съпротивлението по формула (1). След което този резистор да бъде включван към различни източници или други компоненти за симулиране.

### 2.1. Основни моделни параметри и характеристики на фоторезистор

В качеството на пример за изследване и симулиране на схеми е избран CdS фоторезистор от типа CL 5528 [6].

Основните параметри необходими за въвеждане и използване в симулатора PSpice са представени в Табл. 1.

Таблица 1. Параметри на фоторезистор CL 5528.

Съпротивление при 10 Lx $R_0$	8 – 20 kΩ
-------------------------------	-----------

Съпротивление на тъмно $R_{drk}$	0,1 MΩ
G – фактор при 10Lx – 100Lx	0,7
Електрическа мощност $P_{el}$	100 mW
Максимално напрежение $U_{max}$	150 V
$\lambda_{max}$	0,54 μm

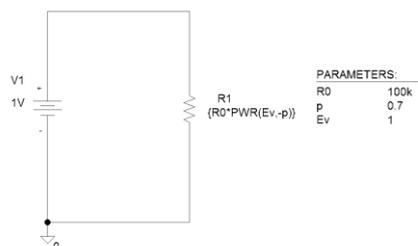
Представените параметри са достатъчни за създаването на модела на фоторезистора.

### 2.2. Симулиране на основните характеристики на фоторезистор

Практическата ценност на симулиране поведението на фоторезистор при обучението по електроника е възможността да бъдат получени резултати, съответстващи на техническите данни. Резултатите могат да бъдат проверени и сравнени с тези представени от производителя. В същото време може да бъде оценена точността на зададения модел. На втори етап е симулиране поведението на електронна схема с фоторезистор. Действието на схемата може да бъде проверено, чрез промяна на глобален параметър, не електрически, в случая – осветеност на фоторезистора.

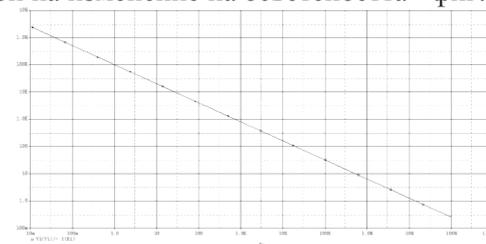
#### 2.2.1. Симулации на съпротивлението на тъмно $R_{drk}$

За моделирането на действието на фоторезистор и неговите характеристики се въвежда схемата показана на фиг. 1. В нея като зависим параметър е въведена зависимостта (1) на съпротивлението  $R_I$  от осветеността  $E_v$ . При промяна на тази осветеност ще се изменя и стойността на фоторезистора  $R_I$ .



Фиг. 1. Схема за симулиране на съпротивлението на тъмно.

Направена е симулация при много голям диапазон на изменение на осветеността - фиг. 2.

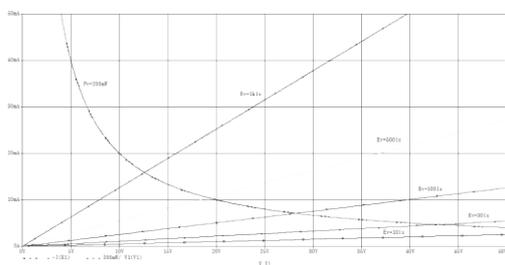


Фиг. 2. Резултати от симулацията на съпротивлението на тъмно.

Сравнението на данните от симулацията и тези представени в техническата документация показва съвпадение на стойностите на съпротивлението на фоторезистора при различна осветеност. При 10 Lx съпротивлението е 20 kΩ, при 1000 Lx то е 800 Ω и при 10 kLx е 150Ω.

### 2.2.2. Симулации на ток във верига с фоторезистор – функция на осветеност

За моделиране поведението на електрическа верига, в която е включен фоторезистора се използва схемата от фиг. 1. Разликата е в това, че се задава диапазон на изменението на захранващото напрежение V1 от 0 до 50V. В същото време се задава и глобален параметър, промяна на осветеността със следните стойности: 10, 30, 100, 300, 1000lx.



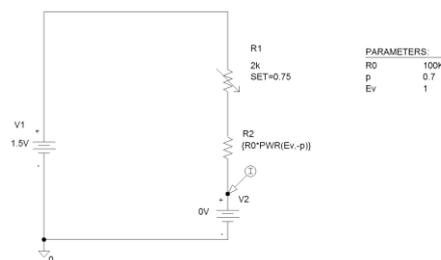
Фиг. 3. Резултати от симулацията на фототокът във функция на напрежението от източника.

Резултатът от симулацията е показан на Фиг. 3. На същата графика е показана и линията на максимално допустимата разсейвана мощност от фоторезистора. От получената графика може да се направи извод за безопасната област на работа на схемата при избрани захранващо напрежение и входна осветеност върху фоторезистора.

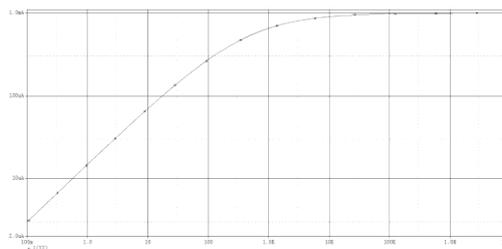
### 2.2.3. Симулации на светлинна характеристика

Светлинната характеристика за фоторезистора представлява зависимостта на токът във веригата, в която е включен, в зависимост от осветеността върху него или погълнатото оптично лъчение.

За симулацията на тази характеристика е необходимо да се използва схемата показана на Фиг. 4. Резултатът, при зададено изменение на осветеността върху фоторезистора, е показан на Фиг. 5. Изчертаването е в логаритмичен мащаб, вследствие на което характеристиката има линеен вид.



Фиг. 4. Резултати от симулацията на съпротивлението на тъмно.



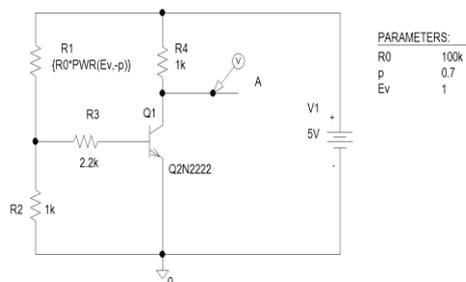
Фиг. 5. Резултати от симулацията на светлинната характеристика.

## 3. Симулиране на приложни схеми с фоторезистор

Основното приложение на фоторезисторите е в схеми, служещи за управление. Най-често фоторезисторът е основен елемент във веригата за управление на транзистор или операционен усилвател.

### 3.1. Симулиране на действието на фотореле с фоторезистор

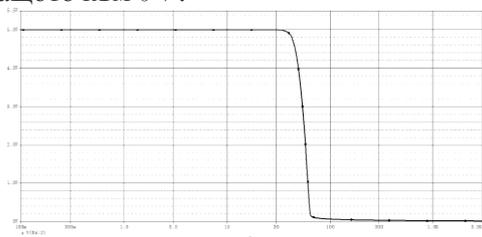
На фиг. 6 е показана схема на фотореле с фоторезистор и транзистор. Фоторезисторът R1 и резистор R2 образуват делител на напрежение, чрез който осигуряват напрежението необходимо на транзистор Q1 да се отпусне. Съпротивлението на фоторезисторът R1 се задава чрез глобален параметър Ev - осветеност. Тя се променя от 0,1lx до 10klx във логаритмичен мащаб.



Фиг. 6. Схема на управление на транзистор с фоторезистор.

На графиката е изобразено напрежението в изхода на схемата – колектора на транзистора, спрямо осветеността върху резистор  $R1$ .

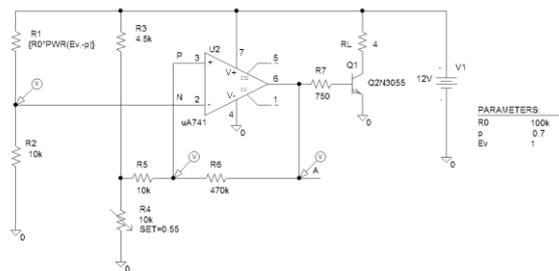
Резултатът от симулацията (фиг. 7) показва, че схемата се превключва при стойности на осветеността в диапазон от  $30Lx$  до  $60 Lx$ . Изходното напрежение се променя от захранващото към  $0 V$ .



Фиг. 7. Резултати от симулацията на схемата от фиг.6.

### 3.2. Симулиране действието на фотореле с фоторезистор и ОУ

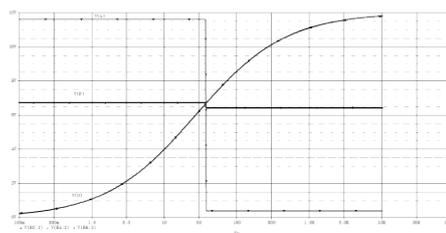
В схемата от фиг. 8 фоторезисторът е включен в делител, с който се управлява инвертиращият вход на операционния усилвател и представлява компаратор с хистерезис в зависимост от стойностите на резисторите.



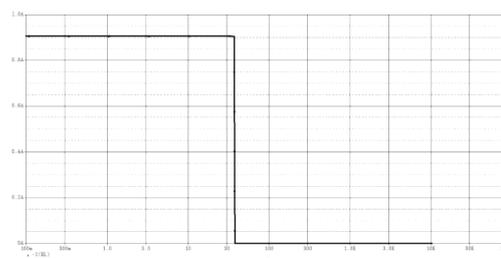
Фиг. 8. Схема на фотореле с фоторезистор и ОУ.

В изхода на усилвателя е включен мощен транзистор за управление на консуматор с голям ток. С избора на стойностите на съпротивленията в делителите се осигурява прага за скокообразна промяна на тока в изхода. В следствие на изменението на фоторезистора от осветеността върху него, моментът на включване на консуматора е в зависимост от това дали осветеността е под зададения праг. Праговото напрежение се установява с помощта на потенциометъра  $R4$  на неинвертиращия вход на операционния усилвател.

На фиг.9 и фиг.10 са показани резултатите от симулацията, стойността на осветеността, при която се превключва схемата и токът през мощния транзистор.



Фиг. 9. Резултати от симулацията на действието на схемата от фиг. 8.



Фиг. 10. Резултати от симулацията на токът през транзистора от осветеността.

### 4. Заключение

Представена е възможността за използване на програмния симулатор Pspice за симулиране на схеми с фоторезистори. Показаният подход за въвеждане на параметър осветеност в модела на резистор, заедно с предлаганите схеми за симулация, е нагледен и подходящ за обучението по електроника. Симулацията на действието на електронните схеми с фоторезистор, анализът и коментарът на получените резултати дават възможност студентите да задълбочат знанията в компютърното симулиране на електронни схеми.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] M. Reisch, Elektronische Bauelemente, Function, Grundscgaltungen, Modelierung mit SPICE, Berlin: Springer, 1997.
- [2] Rogalski A., Bielecki Z., "Detection of optical radiation," *Bulletin of the Polish academy of sciences, technical sciences*, vol. 52, no. 1, p. pp 43–66, 2004.
- [3] M. Johnson, Photodetection and Measurement, London: McGraw-Hill, 2005.
- [4] Asparuhova K., E. Gadjeva E., "Advaced High Accuracy behavioral SPICE macromodel of Operational amplifier," in *ELECTRONICS 2004*, Sozopol, Bulgaria, 2004.
- [5] Martellicci S., Chester A.N., Mignani A. G., *Optical Sensors and Microsystems*, Springler, 2000.
- [6] J. M. López-Higuera, *Optical Sensors*, Ed. Universidad de Cantabria, 1998.

Технически университет - София, бул. Кл. Охридски № 8, София 1000, BULGARIA  
E-mail: k\_asparuhova@tu-sofia.bg



## СИМУЛИРАНЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ФОТОДИОД И ПРИЛОЖНИ СХЕМИ ЗА ОБУЧЕНИЕ ПО ЕЛЕКТРОНИКА.

КАТЯ АСПАРУХОВА

**Резюме:** *Представена е възможността за онагледяване действието на електронни схеми с фотодиоди, чрез въвеждането им с моделни параметри в програмния симулатор PSpice. Показани са последователните действия: екстракт на параметри и техните стойности за конкретния тип фотодиод; въвеждането им за съответната симулация в програмната среда; необходимите методи за симулация и диапазон на задаваните параметри необходими за проверка на характеристиките по техническите данни. Разгледани са различни електронни схеми с конкретен тип фотодиод. Показани са резултатите от симулациите на предлаганите схеми и е направен анализ на получените характеристики.*

**Ключови думи:** *фотодиод, модел, симулации, електронни схеми, PSpice.*

## SIMULATION OF THE CHARACTERISTICS OF PHOTODIODE AND APPLIED CIRCUITS FOR TRAINING IN ELECTRONICS

KATYA ASPARUHOVA

**Abstract:** *The paper presents the simulations of electronic circuits with photodiodes using the program simulator PSpice. The successive steps are shown: extraction of the model parameters and their values for a specific type of photodiodes; their implementation in the PSpice environment; the necessary methods for simulation and range of the settings required for the verification of the obtained characteristics with the technical data. Various electronic circuits with a specific type of photodiode are investigated and the results of simulations are discussed.*

**Key words:** *photodiode, Spice model, circuit simulation*

### 1. Мотивация

Фотодиодите се използват широко в различни електронни устройства в качеството на сензори на оптично лъчение или като елемент от сложна електронна схема. В същото време отсъстват като елементи и модели в компютърните симулатори от типа Spice. В обучението по електроника, използването на компютърните симулатори позволява по ефективно и бързо студентите да изучат и разберат действието на електронните схеми.

Поради тази причина включването на фотодиодите като градивни елементи от схеми подлежащи на симулиране с компютърните симулатори от типа на Spice е сложна задача за студентите по електроника. Необходимо е предварително да бъдат показани начините за въвеждане на основните параметри и характеристики като данни за определен модел в средата на симулатора [1, 2]. След това с компютърна симулация да може да се получат резултати които съответстват на зададените като

каталожни данни. Впоследствие, така въведените модели и зададени конкретни стойности на параметрите да бъдат използвани за симулиране поведението на различни приложни схеми.

## 2. Модел на фотодиод в универсалния симулатор Spice

В програмния симулатор Pspice не са включени модели на оптоелектронни елементи и в частност на фотодиоди. В съществуващите модели на диоди е възможно да бъдат променени параметри на вградените модели и по такъв начин да се симулират електрическите свойства на избран фотодиод. За конкретно избран тип фотодиод моделните параметри могат да бъдат получени по два начина: първият, чрез експериментално измерване, което е труден и сложен процес и вторият, чрез преизчисляване от дадените от производителя технически данни.

### 2.1. Основни моделни параметри и характеристики на фотодиод

В качеството на пример за изследване и симулиране на схеми с него е избран Si фотодиод от типа S1226-8BG на фирма Hamamatsu [4].

Основните параметри, необходими за въвеждане и използване в симулатора Pspice, са представени в Табл. 1.

Таблица 1. Параметри на фотодиод S1226-8BG.

Ток на тъмно	2 nA
Ток на късо съединение $I_{sh}$ , при осветеност $E_v=1$ klx	80 $\mu$ A
Напрежение на празен ход $U_o$ при осветеност $E_v=1$ klx	400 mV
Шунтово съпротивление $R_{sh}$	100 M $\Omega$
Максимално обратна напрежение $U_{br}$	32 V
Собствен капацитет $C_j$	75 pF

Представените параметри са достатъчни за създаването и въвеждането им като стойности в модела на фотодиода. Допълнително е необходимо да се изчисли токът на насищане в обратна посока по формулата:

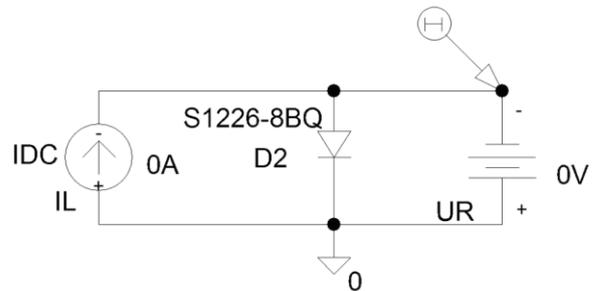
$$I_S = \frac{I_{sh}}{\exp\left(\frac{U_o}{\phi_T}\right)} \quad (1)$$

## 2.2. Симулиране на основните характеристики на фотодиод

Практическата ценност на симулиране поведението на фотодиод в процеса на обучението по електроника е възможността да бъдат получени резултати, съответстващи на техническите данни. Получените резултати могат да бъдат проверени и сравнени с тези, представени от производителя. В същото време може да бъде оценена точността на зададения модел. На втори етап е симулиране на поведението на електронна схема с фотодиод. Действието на схемата може да бъде проверено, чрез промяна на глобален параметър, не електрически, в случая – осветеност на фотодиода.

### 2.2.1. Симулация на волт-амперната характеристика – III ти квадрант

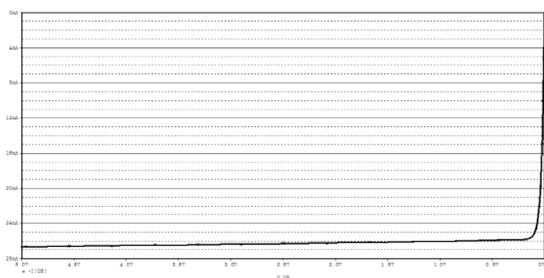
За моделирането на действието на фотодиод и неговите характеристики се въвежда схемата показана на фиг. 1. В нея токът IDC е параметърът свързан с осветеността върху фотодиода. Чрез неговата промяна в съответен диапазон се осъществява симулацията. Стойностите на този ток е необходимо да бъдат предварително изчислени в зависимост чувствителността на фотодиода спрямо оптичния източник. Моделните параметри на фотодиода за зададени както следва: .model S1226-8BG IS=15.46p RS=0.1 ISR=0.6n BV=32 IBV=100u CJO=75p.



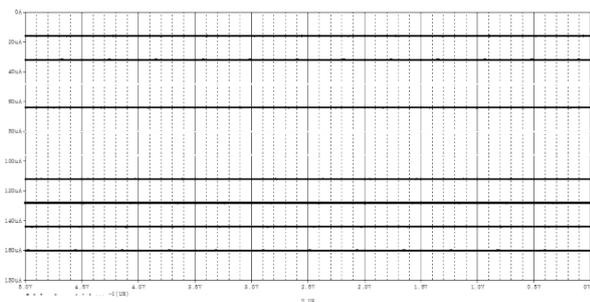
Фиг. 1. Схема за симулиране волт-амперната характеристика в III ти квадрант

Направена е симулация за изследване на тока на тъмно на фотодиода. В този случай на източника на фототок IDC е зададена стойност нула. Резултатът е показан на фиг. 2.

Втората симулация на фиг. 3 показва волт-амперната характеристика във фотодиоден режим при различна осветеност, респективно генериран фототок.



Фиг. 2. Резултати от симулацията на ток на тъмно.

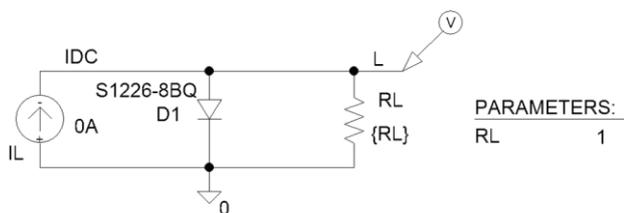


Фиг. 3. Резултати от симулация при различен фототок – осветеност.

От получената графика може да се направи извод за получавани фототок при различно захранващо напрежение и входна осветеност върху фотодиода.

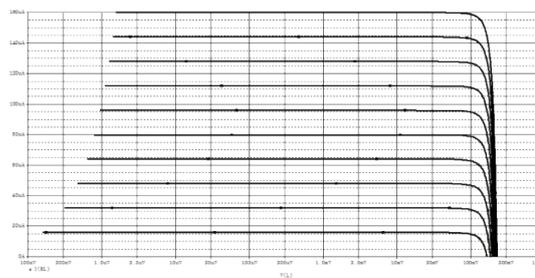
### 2.2.2. Симулация на волт-амперната характеристика – IV-ти квадрант

Светлинната характеристика за фотодиода представлява зависимостта на токът във веригата, в която е включен, в зависимост от осветеността върху него или погълнатото оптично лъчение.



Фиг. 4. Схема за симулиране на волт-амперната характеристика в IV-ти квадрант.

За симулацията на тази характеристика е необходимо да се използва схемата показана на фиг. 4.



Фиг. 5. Резултати от симулацията във фотоволтаичен режим.

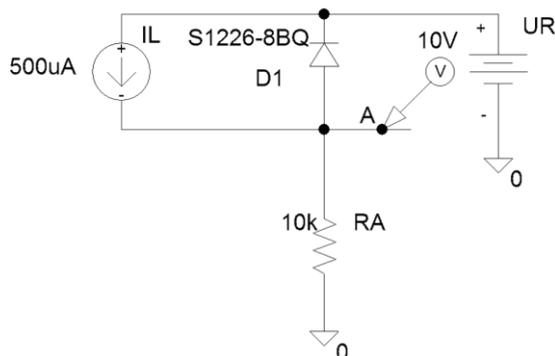
Резултатът, при зададено изменение на осветеността върху фотодиода, е показан на фиг. 5. Изчертаването е в логаритмичен мащаб, вследствие на което характеристиката има линеен вид.

## 3. Симулиране на приложни схеми с фотодиод

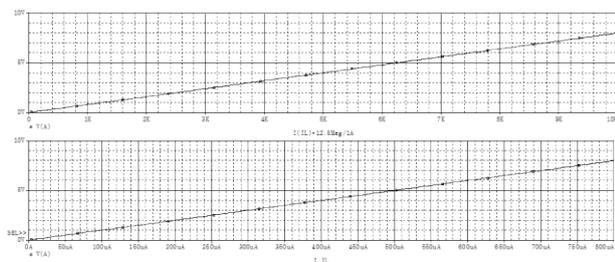
Основното приложение на фотодиодите е в схеми служещи за управление. Най-често фотодиодът е основен елемент във веригата за управление на транзистор или операционен усилвател.

### 3.1. Симулиране действието на схема фотодиод и изход пропорционален на осветеността

На фиг. 6 е показана схема изходното напрежение на която е пропорционална на осветеността. Фотодиодът *DI* работи във фотодиоден режим и токът, пропорционален на осветеността, протича през резистора *RA*. По такъв начин изходното напрежение *UA* може да се разглежда като функция на осветеността в областта  $E_v=0$  до 10000 lx.



Фиг. 6. Схема с фотодиод и изход напрежение пропорционално на осветеността .



**Фиг. 7.** Резултати от симулацията на схемата от фиг.6.

Резултатът от симулацията е показан на фиг.7 – изходното напрежение в т.А и респективно осветеността  $E_v$ .

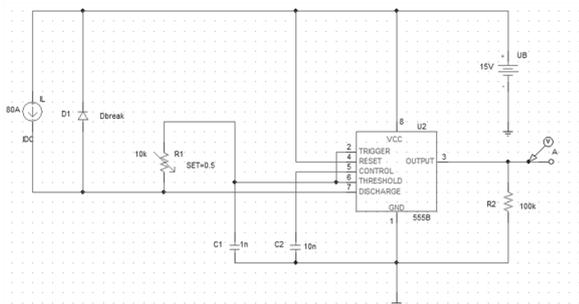
### 3.2. Симулиране действието на преобразувател светлина-честота

Схемата от фиг. 8 представлява мултивибратор, честотата на който варира в зависимост от нивото на осветеност  $E_v$  [7].

Връзката между осветеността и честотата се дава със зависимостта:

$$f = \frac{1}{T} = 3 \cdot \frac{I_L}{C_1 \cdot U_B} \quad (2)$$

Стойността на фототока при  $I_L = 160 \mu A$  се получава за осветеност  $E_v$  равна на 1000 lx. Това дава връзката между  $E_v$  и  $I_L$ .



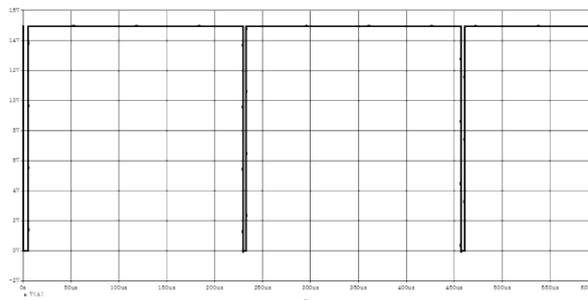
**Фиг. 8.** Схема на преобразувател светлина - честота

На фиг.9 са показани резултатите от симулацията - изходното напрежение  $U_A$  като функция на времето  $t$  за осветеност  $E_v = 250$  lx и 1000 lx. От зависимостта (2) при  $E_v = 250$  lx за честотата се получава  $f = 4,34$  kHz, а за  $E_v = 1000$  lx -  $f = 16,66$  kHz.

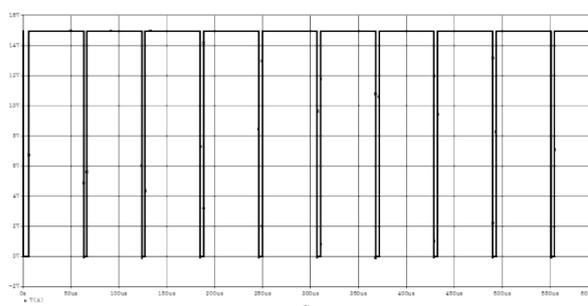
### 4. Заключение

Представена е възможността за използване на програмния симулатор Pspice за симулиране на схеми с фотодиоди. Показаният подход за въвеждане на параметър осветеност в модела на фотодиод, заедно с предлаганите схеми за симулация, е нагледен и подходящ при обучението по електроника. Симулацията на действието на електронните схеми с фотодиод,

анализът и коментарът на получаваните резултати дават възможност студентите да задълбочат знанията в компютърното симулиране на електронни схеми.



**Фиг. 9.** Резултати от симулацията на действието на схемата при  $E_v = 250$  lx.



**Фиг. 10.** Резултати от симулацията на действието на схемата при  $E_v = 1000$  lx.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] M. Reisch, Elektronische Bauelemente, Function, Grundscgaltungen, Modelierung mit SPICE, Berlin: Springer, 1997.
- [2] Rogalski A., Bielecki Z., "Detection of optical radiation," *Bulletin of the Polish academy of sciences, technical sciences*, vol. 52, no. 1, p. pp 43–66, 2004.
- [3] M. Johnson, Photodetection and Measurement, London: McGraw-Hill, 2005.
- [4] Hamamatsu, Photodiodes, App. Notes, 2008.
- [5] Martellicci S., Chester A.N., Mignani A. G., Optical Sensors and Microsystems, Springer, 2000.
- [6] J. M. López-Higuera, Optical Sensors, Ed. Universidad de Cantabria, 1998.
- [7] Wirsum S.q Das Sensor – Kochbuch, IWT Verlag, 1998.

Технически университет - София, бул. Кл. Охридски № 8, София1000, BULGARIA  
E-mail: k\_asparuhova@tu-sofia.bg



## ПРИЛОЖЕНИЕ НА ЛИНЕЙНИТЕ ФОТОПРИЕМНИЦИ TSLXXXX ЗА БЕЗКОНТАКТНО ИЗМЕРВАНЕ НА ПРЕМЕСТВАНИЯ

ИВАН РАЧЕВ

**Резюме:** В настоящата статия са представени резултатите от изследване на целесъобразността от използването на линейни фотоприемници TSLxxxx в оптоелектронна система за измерване на премествания. Използван е експериментален подход, като за целта първоначално е създаден прототип (физичен модел), който е изследван след това. Резултатите дават основание да се направят изводите, че използването на разглежданите сензори в този вид системи е подходящо и че разработения прототип може да се използва за обучение и апробация на алгоритми за обработване на видеосигнала.

**Ключови думи:** тест-обект, позиционно-чувствителен фотоприемник, видеосигнал, контролер, сензор.

## APPLICATION OF LINEAR SENSOR ARRAY TSLXXXX FOR CONTACTLESS MEASUREMENT OF OBJECT POSITIONING

IVAN RACHEV

**Abstract:** The paper presents the results of investigation the advisability of using Linear Sensor Array with Hold TSLxxxx in optoelectronic systems for contactless measurement of object positioning. The used approach is focused on experimental research based on initial development of a prototype. The experimental results confirm that linear sensor arrays are suitable for applications in optoelectronic systems for contactless measurement of object positioning and movement. The results prove the applicability of the developed prototype in the process of education and for evaluation of different algorithms for video-signal processing.

**Key words:** test-object, linear photo-sensor array, position sensitive photo-receiver, video-signal, controller.

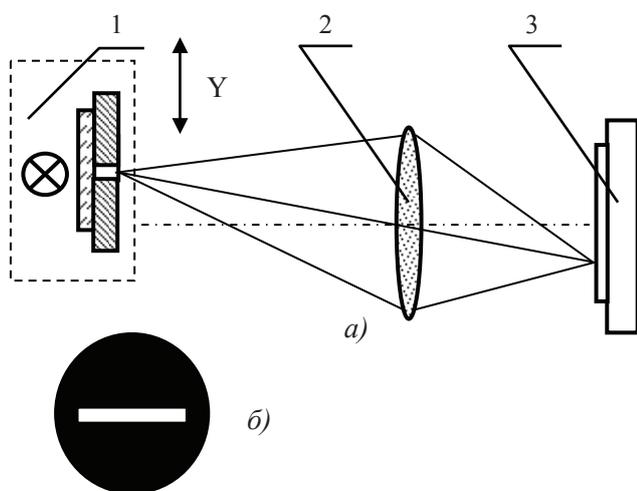
### 1. Въведение

Измерването на премествания и респ. на линейни размери има голямо приложение в машиностроенето и автоматизацията. Поради това може да се приеме, че усъвършенстването на съществуващите методи и средства и

разработването на нови е актуална и важна задача.

При безконтактните методи за решаване на разглежданата задача основно място заемат оптичните. Принципът на работа на използваните за целта оптоелектронни системи (ОЕС) се основава на определяне на положението (координатите) на изображението

на тест-обект (марка), както схематично е показано на Фиг.1а [1, 3, 4, 5]. Тест-обектът в този случай е процеп в непрозрачен материал (Фиг.1б), който се осветява от източник на светлина. Източникът и тест-обектът образуват излъчвател „1”, който е монтиран върху подвижен обект и може да се премества на разстояние  $Y$  спрямо централното положение. Обективът „2” създава изображение на тест-обекта върху позиционно-чувствителен фотоприемник „3”. Последният може да бъде четириквартантен фотоприемник [3, 5], CCD линейка [4, 5] или друг тип линейна структура от приемници. Такава структура представляват линейките сензори от фамилията TSLxxxx [2].



Фиг.1. Обобщена оптична схема на ОЕС за измерване на преместване.

Те се състоят от  $N$  на брой фотодиода, със схеми за интегриране на фототока и съответни регистри за извеждане на видеосигнала.

В настоящето изследване е поставена задачата да се разработи прототип на ОЕС за измерване на премествания с фото-преобразовател от типа TSLxxxx. Целта е чрез експериментално изследване на прототипа да се направят препоръки относно използването на тези сензори в разглежданото приложение.

## 2. Описание на проектираната ОЕС и нейното изследване

При проектирането и разработването на прототипа на ОЕС за измерване на премествания трябва да се имат предвид следните особености:

- ако за положението на изображението се съди по номера на максимално осветения елемент, то за обезпечаване на необходимата точност и диапазон фотосензорът трябва да има повече от  $N$  фоточувствителни елемента, като  $N$  се определя от зависимостта

$$N \geq \frac{2Y_{\max}}{\Delta Y} \quad (1)$$

С  $2Y_{\max}$  в последната формула е означен диапазонът на измерваното преместване, а с  $\Delta Y$  – допустимата грешка.

- обикновено в подобни ОЕС е предварително известно разстоянието  $S$  между обектива и тест обекта. Тогава е лесно да се забележи от Фиг.1, че разстоянието  $S'$  между обектива и сензора ще е равно на

$$S' = S \cdot \frac{A}{2 \cdot Y_{\max}}, \quad (2)$$

където  $A$  е пълната апертура на линейката (броят елементи  $N$ , умножен на разстоянието между два елемента). При известни  $S'$  и  $S$ , необходимото фокусно разстояние на обектива може да се изрази от формулата на Гаус. Резултатът е

$$f' = \frac{S \cdot S'}{S + S'} \quad (3)$$

- най-често в качеството на източник на светлина в разглежданите ОЕС се използват светодиоди. Те излъчват в тесен вълнов интервал около дължина на вълната  $\lambda$ . Тогава амплитудата на видеосигнала може приблизително да се определи с израза

$$U_m = \pi \cdot L \cdot \left( \frac{D_{obj}}{f'} \right)^2 \cdot \tau_{obj} \cdot T_{exp} \cdot R_\lambda, \quad (4)$$

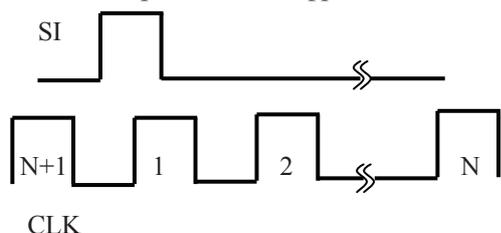
където  $L$  е яркостта на излъчвателя,  $D_{obj}$  и  $\tau_{obj}$  са съответно световият диаметър коефициентът на пропускане на обектива,  $T_{exp}$  е време на експозиция, а  $R_\lambda$  е чувствителност на приемника за работната дължина на вълната.

- електронният блок на ОЕС трябва да генерира управляващи сигнали, необходими за работата на сензора, да преобразува аналоговия видеосигнал в цифров вид и да изпрати резултата към компютър (PC) за следващо обработване и визуализация.

Най-подходяща е реализацията на електронния блок с микроконтролер, тъй като съвременните контролери притежават не само универсални входове и изходи, но и хардуерни модули АЦП и UART. В разработвания прототип е избран контролер pic16f690.

За работата на фотосензора се използват само два сигнала – начало на ред SI (serial input) и такт CLK (clock). Времедиagramата на тези сигнали, предписана от производителя, е показана на Фиг.2. Те се генерират от контролера, като изводите SI и CLK на сензора

са свързани към два извода на контролера, които са инициализирани като цифрови изходи.



Фиг.2. Времедиаграми на управляващите сигнали.

Аналоговият изход на сензора АО представлява отворен сорс на полеви транзистор. Към този изход и маса се свързва резистор със съпротивление  $330\Omega$ , съгласно препоръките на производителя. Аналоговият изход на сензора е свързан към аналогов вход на контролера. Тъй като максималното ниво на видеосигнала (ниво бяло) е приблизително 4V при захранващо напрежение 5V, то за се запълни целият динамичен обхват на АЦП е използван външен източник на опорно напрежение със стойност 4V.

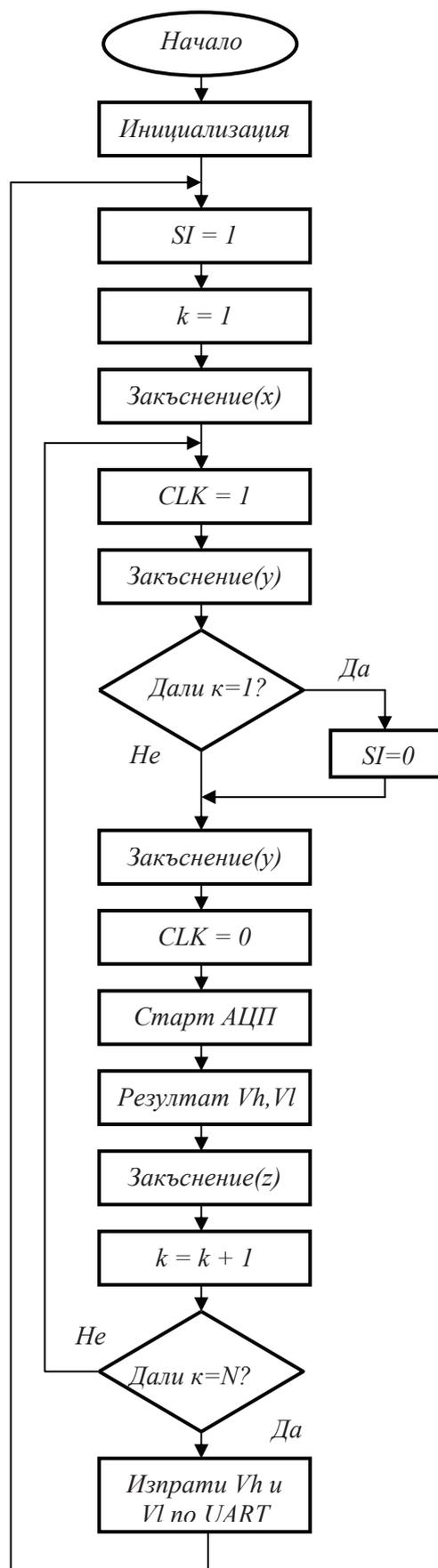
Изходите Tx и Rx на UART модула на контролера са свързани към преобразувател на ниво от CMOS/TTL към RS232. Той е реализиран със специализираната интегрална схема MAX232. По този начин е обезпечена връзка между ОЕС и РС, което позволява да се въвежда дискретизирания видеосигнал за визуализация и обработка.

Схемата на алгоритъма на работа на контролера е показана на Фиг.3. След включване на захранването се осъществява инициализация. Първоначално е инициализиран осцилатора, като е избран вътрешен осцилатор с честота 8MHz. Инициализацията на входно-изходните портове включва два извода на контролера да бъдат цифрови изходи, а един – аналогов вход. Цифровите изходи са необходими за сигналите SI и CLK, а аналоговият вход – за въвеждане на видеосигнала.

Модулът АЦП е инициализиран за работа в 10 битов режим. Това означава, че при опорно напрежение 4V, изменението на изходния резултат с единица ще съответства на изменение видеосигнала с приблизително 4mV.

Модулът UART е инициализиран за 8 битово асинхронно предаване със скорост 19,2 kbaud/s.

След инициализацията програмата влиза в основния цикъл. В него се генерират управляващите сигнали. Както се вижда, първоначално се вдига SI, а след закъснение – CLK. Чрез целочислената променлива „к“ се проверява дали е първия импулс на CLK. Ако е

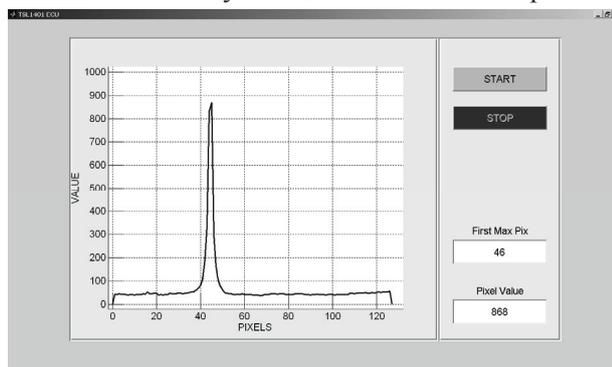


Фиг.3. Алгоритъм на работа на контролера.

така, сигналът SI се нулира. Във вътрешния

цикъл се формира само сигнала CLK. Когато той е в ниско ниво, в изхода АО е валиден видеосигналът от съответния фоточувствителен елемент. Тогава се стартира АЦП. Резултатът е двубайтово число, чийто старши и младши байт се записват в съответните елементи на векторите Vh и Vl. При всяко преминаване през вътрешния цикъл променливата „к” се увеличава с единица. Когато се получи видеосигнала и от последния елемент на сензора (k=N), векторите Vh и Vl се изпращат по UART към РС. Избрано е съответните елементи на Vh и Vl да се изпращат в последователност старши байт – младши байт. Чрез закъсненията x, y и z се постига коефициент на запълване на CLK приблизително равен на 0.5 и времево положение на управляващите сигнали, както е показано на Фиг.2. В разработения прототип е използван сензор TSL1401, който има 128 фоточувствителни елемента. Следователно за всеки ред се изпращат 256 байта към РС.

За визуализация и изследване на видеосигнала в средата MATLAB е написано приложение, чийто графичен интерфейс е представен на Фиг.4. То съдържа два бутона “Start” “Stop”, с които съответно се включва и изключва комуникацията по серийния



Фиг.4. Графичен интерфейс на MATLAB приложението.

интерфейс, два текстови прозореца, в които се изписват съответно номера на максимално осветения елемент и максималната стойност на видеосигнала и графичен прозорец, в който е показана формата на видеосигнала.

Основен качествен показател на разглеждания тип ОЕС е стабилност на параметрите на видеосигнала. Има се предвид ниско ниво на собствените шумове, което е причина за флуктоации по амплитуда и точно съответствие между номер на елемент и амплитуда (твърда геометрия), което е причина за флуктоации по аргумента. За оценка на посочените параметри видеосигналът бе наблюдаван с цифров осцилоскоп. Бе забелязано, че минималната стойност на видеосигнала (ниво на черно), когато сензорът е

на тъмно, е приблизително 0,16V, което съответства на стойност приблизително 40 в изхода на АЦП. Флуктоации на напрежението около средната стойност (шумът) обаче бе незабележимо малък.

След това върху сензора бе създадено изображение на тесен (0.5mm) процеп (Фиг.4). Преднамерено изображението беше дефокусирано, при което елементите около максимума имат близка осветеност. При неподвижен излъчвател беше смет видеосигнала 10 пъти във вид на десет вектора от 128 числа. Сравняването показва, че тези вектори са равни, което означава отсъствие на флуктоации.

### 3. Заключение

Получените резултати от изследването, доказващи високата стабилност на работа на преобразувателите TSLxxxx, лесното им управление и необходимостта от само едно захранващо напрежение дават основание да се направи извод, че използването на тези сензори в ОЕС с разглежданото приложение е много подходяща.

Експериментирането със създадения прототип показва също, че той може успешно да се използва обучение и за генериране на видеосигнали. Последното дава възможност за изпробване на алгоритми за обработване върху тях, а не върху синтезирани такива, които в една или друга степен са идеализирани.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Johson, M. (2004), *Photodetection and Measurement.*, pp.182-184, Chapter 8, McGraw-Hill, New York.
2. Linear Sensor Array With Hold - TSL1401 Datasheet, TAOS001A, Texas Advanced Opto-electronic Solutions;
3. T. Lazarov, T. Djamiykov, *CMOS image sensors for measuring applications*, Annual Journal of Electronics, Sofia, 2012.
4. T. Djamiykov, N. Nenov, S. Ovcharov, S. Hecht, M. Milushev, *Real-time position determination of light spot*, 50. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Ilmenau, Germany, 2005.
5. G. Holst, T. Lomheim, *IMOS/CCD sensors and camera system*, JCD Pub. and SPIE Optical Engineering Press, Bellingham, Wash., p442, 2003.

Department of Electronics  
Technical University–Sofia, Branch Plovdiv  
25 Tsanko Dyustabanov St.  
4000 Plovdiv  
BULGARIA  
E-mail: ivr@tu-plovdiv.bg



## СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ МЕЖДУ АДАПТИВНИ ДРАЙВЕРИ С ОГРАНИЧЕНИЕ НА ДРЕЙНОВИЯ ТОК И С ОБРАТНА ВРЪЗКА ПО ПРОИЗВОДНА НА ТОКА

ИВАН ТАНЕВ, СВЕТОСЛАВ ИВАНОВ

**Резюме:** В статията са представени изследванията с две драйверни вериги. За драйверна схема с ограничение на скоростта на изменение на дрейновия ток е използван адаптивен драйвер „Vishay Si9910“. За драйверна схема с обратна връзка по производна на тока е използван активен драйвер, разработка на катедра Електроника-ТУ София, филиал Пловдив. Проведени са експериментални изследвания на максималния дрейнов ток протичащ през дрейна на транзистора. Изследвано е времето през което протича ток през обратния диод. Изведени са уравнения за дрейновия ток при включване на транзистора за двете драйверни вериги.

**Ключови думи:** Силови електронни елементи, MOSFET драйвери, активно управление, електронни преобразуватели.

## COMPARATIVE ANALYSIS BETWEEN DRIVERS WITH ADAPTIVE LIMITATION OF CURRENT DRAIN COUPLED WITH FEEDBACK BY DERIVED OF CURRENT

IVAN TANEV, SVETOSLAV IVANOV

**Abstract:** The article presents research with two drive circuits. Driver circuit with a speed limit of amendment of current Drain used adaptive driver "Vishay Si9910". Driver circuit with feedback on current derivative used active driver developing of the Department of Electronics, Technical University of Sofia, Plovdiv branch. Experimental research were conducted on the maximum Drain current flowing through the drain of the transistor. Researched is the time during which current flows through the reverse diode. Was phased out equations for Drain current at power up of the transistor for both drive circuits.

**Keywords:** Power electronic components, MOSFET drivers, active management, electronic converters.

### 1. Въведение

Едно от изискванията, поставяни към съвременните драйверните схеми за управление на изпълнителни двигатели е да осигуряват ограничаване на скоростта ( $di/dt$ ) на изменение

на дрейновия ток  $i_D$ . Друго важно изискване е драйвера да осигурява защита при превключване на мощните MOSFET транзистори, като ограничава големината на тока през обратния

диод за времето на неговото възстановяване  $t_{rr}$ , [1].

Една интегрална схема, която изпълнява тези функции е драйвер *Vishay Si9910*, [2]. Това е ново поколение адаптивна драйверна схема за управление на MOSFET транзистори, намираща приложение към системите за управление на маломощни изпълнителни двигатели. Ограничаването на скоростта на изменение  $di_D/dt$  на дрейновия ток е реализирано посредством резистивно управление - чрез добавяне на нискоомен външен резистор  $R_G$  във веригата на гейта. С него се определя максималната скорост на изменение на дрейновия ток  $di_D/dt$  по време на преходния процес при включване на транзистора  $Q1$ , които е изобразен на фиг.3. За ограничаване на тока през обратния диод в схемата е включен допълнителен транзистор  $Q3$ , който се управлява от сензорен резистор включен последователно във веригата на сорса, фиг.2.

На фиг.1 са изобразени настъпващите преходни процеси в транзистора. По време на времеви интервал  $t_3$  е показана върховата стойност на тока, който протича през котвата на двигателя по време на включване на MOSFET транзистора.

Продължителността на времеви интервал  $t_3$  зависи от времето за възстановяване на обратния диод  $t_{rr}$  (който от части е функция от протичащия през него ток в права посока и скоростта на изменение  $di/dt$  по време на възстановяване на вентилните му свойства). Амплитудната стойност, до която достига тока  $i_D$  през времеви интервал  $t_3$  зависи от стойността на управляващото напрежение гейт-сорса  $u_{GS}$  и проходната характеристика  $g_{fs}$  на MOSFET транзистора  $Q1$  по време на възстановяване на защитния диод, която в някои случаи може да надвиши максимално допустимия ток  $i_{Dmax}$  на транзистора.

Преходните процеси при включване на управлявания транзистор условно могат да се разделят на четири интервала:

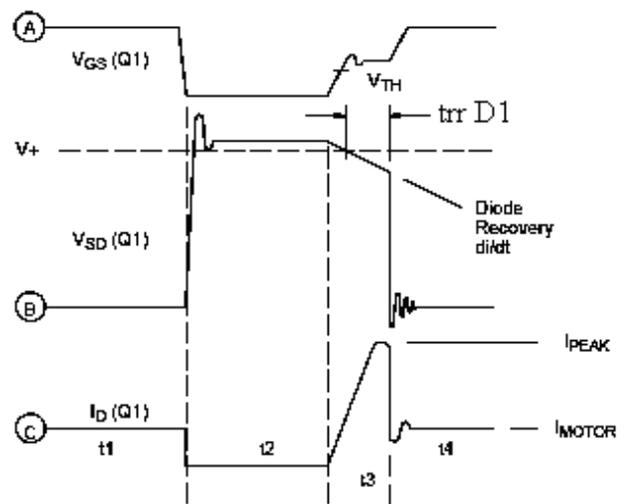
Времеви интервал  $t_1$  – Подава се команда за първоначално включване. MOSFET  $Q1$  е отпушен и товарния ток протича през котвата на двигателя към маса.

Времеви интервал  $t_2$  – MOSFET  $Q1$  е запущен. Тока от самоиндукция протича през обратния диод  $D$  на транзистор  $Q2$ .

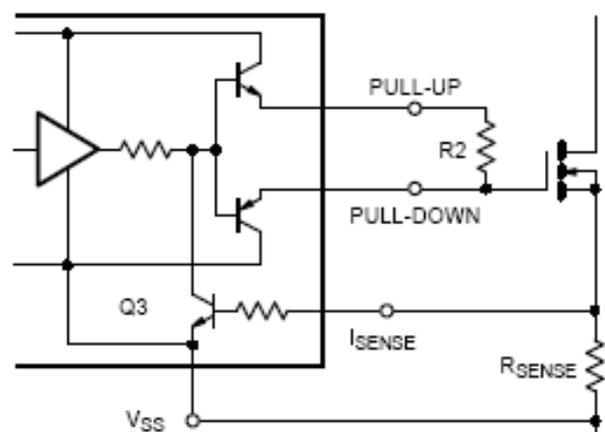
Времеви интервал  $t_3$  – MOSFET  $Q1$  се включва отново, като тока през дрейна нараства приблизително два пъти над номиналната стойност.

Причина за това е, че защитния диод  $D1$ , включен в паралел на товара все още не е възстановил вентилните си свойства.

Времеви интервал  $t_4$  – защитния диод  $D1$  е възстановил вентилните си свойства. Тока през товара се е установил до номиналната си стойност.



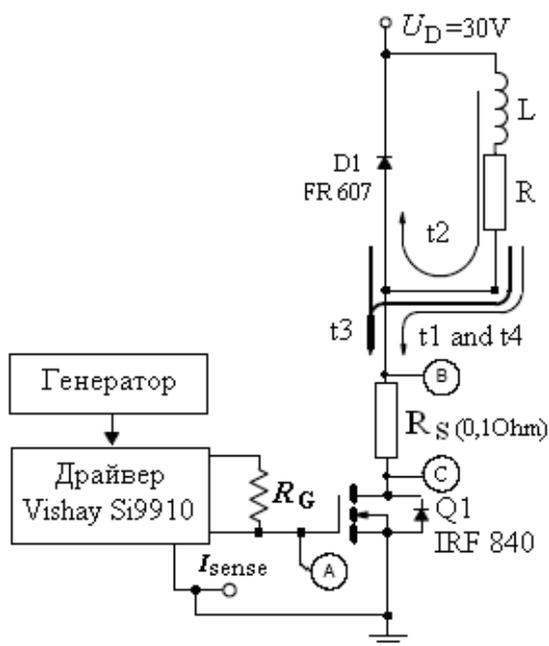
Фиг. 1. Преходни процеси с включен резистор във веригата за зареждане на входния кондензатор



Фиг. 2. Схема на изходното стъпало с включен сензорен резистор на драйвер *Vishay Si9910*

## 2. Описание на изследваните схеми за управление

Проведени са изследвания с две драйверни схеми. На фиг.3 е изобразена схемата на опитната постановка с драйвер *Vishay Si9910*. На фиг.4 е изобразена изследваната схема с активен драйвер с обратна връзка по производна на дрейновия ток  $di_D/dt$  с непрекъснато действие на обратната връзка.



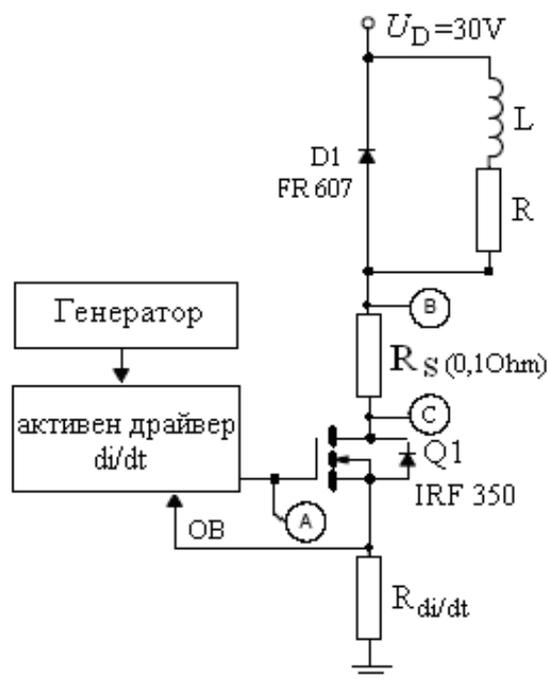
Фиг. 3 Схема на опитната постановка с драйвер *Vishay Si9*

910

Изследванията са извършени при активно-индуктивен товар. Включения в обратна посока защитен диод е тип FR 607. При драйвер *Vishay Si9910* за ключов елемент е използван MOSFET тип IRF 840. При активен драйвер по производна на дрейновия ток  $i_D$  е използван MOSFET тип IRF 350.

Изследванията са проведени при стойност на захранващото напрежение  $U_{зап}=30V$ , честота на управляващите импулси  $f=400Hz$ , коефициент на запълване  $D=80\%$ . Индуктивност на бобината  $L=0,4mH$ , съпротивление  $R=10\text{ Ohm}$ . Стойността на резистора във веригата на обратната връзка по ток е  $R=250 \cdot 10^{-3}\text{ }\Omega$ . Време за възстановяване на обратния диод  $t_{rr}=500ns$ .

Съпротивлението на канала в отпушено състояние на MOSFET тип IRF840  $R_{DS(on)}=0,85\Omega$  а при MOSFET IRF 350  $R_{DS(on)}=0,3\Omega$ . За гейтово съпротивление при адаптивен драйвер *Vishay Si9910* е използван резистор със стойност  $R_G=250\Omega$ . Избора на това съпротивление е извършен съгласно препоръчителните стойности на фирмата производител.



Фиг. 4 Схема на опитната постановка с активен драйвер по производна на дрейновия ток  $di_D/dt$

Тока протичащ през дрейна на транзистора при управление с двете драйверни схеми се определя както следва:

При управление с драйвер *Vishay Si9910*:

Съпротивлението на канала на транзистора е функция от управляващото напрежение гейт-сорс:

$$R_{DS} = f(u_{GS}) = f(i_G) \quad (1)$$

С приближение, тока през дрейна може да се изрази както следва:

$$i_{DS}(t) = g_m(V_{GS} - V_{th}) \quad (2)$$

Напрежението на гейта се определя с израза:

$$V_{GS}(t) = U_{запр.} (1 - e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}) \quad (3)$$

Време константата на веригата се определя както следва:

$$\tau = R_{G\ ON}(C_{GS} + C_{GD}) \quad (4)$$

Като се вземе предвид теоремата на Милер, за пълния входен капацитет получаваме:

$$C_{in} = C_{GS} + (1 + g_m R_L) C_{GD} \quad (5)$$

След заместване на (3) в (2) и се замести израза за време константата  $\tau$ , за  $i_D$  получаваме окончателно:

$$i_{D(rise)} = gm [U_D \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{R_G((C_{GS} + (1 + g_m R_L) C_{GD}))}}) - V_{th}] \quad (6)$$

където:

$g_m$  – стръмност на MOSFET транзистора;  
 $R_G$  – гейтово съпротивление;  
 $U_{th}$  – прагово напрежение на транзистора.

При направените експерименти не е използвана обратната връзка по ток, включваща транзистора Q3, тъй като се установи влошена устойчивост при работа на драйвера в импулсен режим.

При управление с активен драйвер с обратна връзка по  $di/dt$ , уравнението за тока протичащ през дрейна на транзистора, трансформирано за активно-индуктивен товар [3], [4] се изразява както следва:

$$i_{D(rise)} = \frac{\frac{U_D}{R_L} (1 - e^{-\frac{R_L t}{L}})}{1 + K (\frac{U_D}{L} e^{-\frac{R_L t}{L}})} \quad (7)$$

където:

$U_D$  – захранващо напрежение, подавано на дрейна на транзистора;  
 $R_L$  – съпротивление на товара;  
 $L$  – индуктивност на товара.

### 3. Експериментални резултати

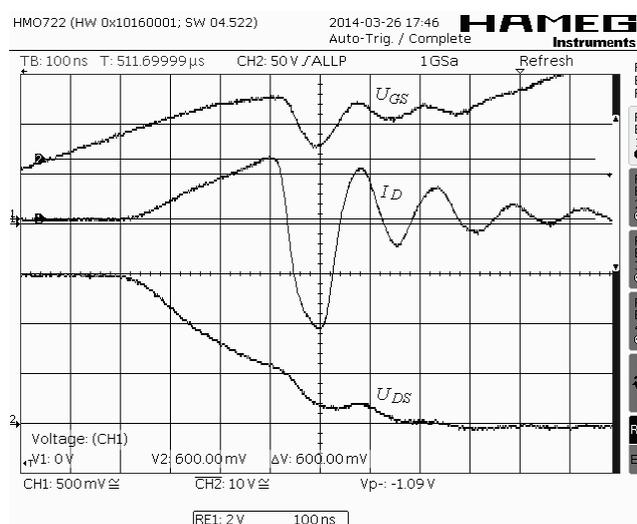
Тока е измерен като пад от напрежение върху резистор със стойност  $R=0,1\ \text{Ohm}$ , между точки В и С. Напрежението гейт-сорс  $u_{GS}$  е измерено между точка А и GND.

На показаните осцилограми са означени следните величини:

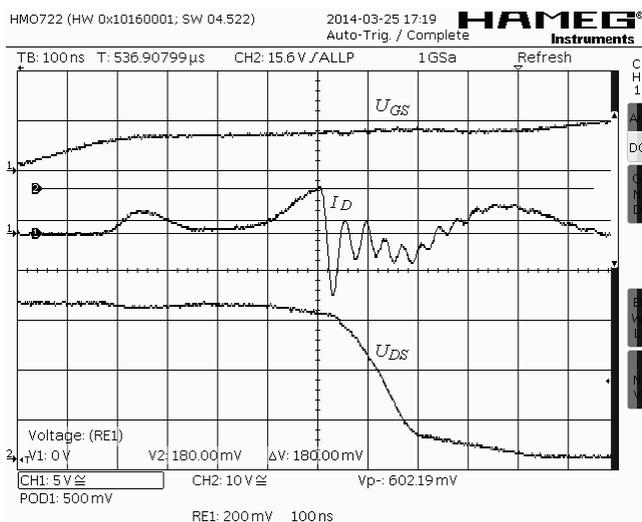
$u_{GS}$  – изменение на гейтовото напрежение при включване на мощния транзистор.

$u_{DS}$  – напрежение на дрейна на транзистора.

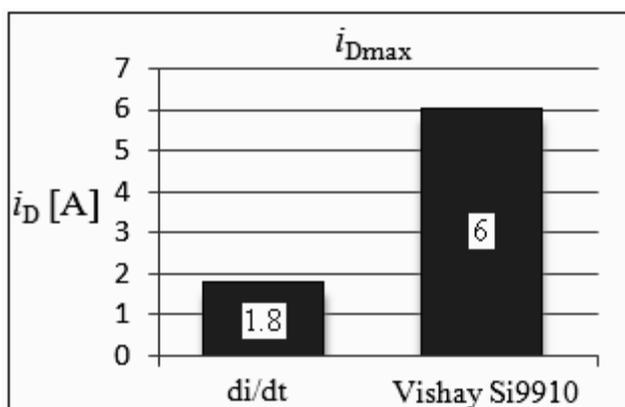
$i_D$  – изменение на тока през дрейна на транзистора.



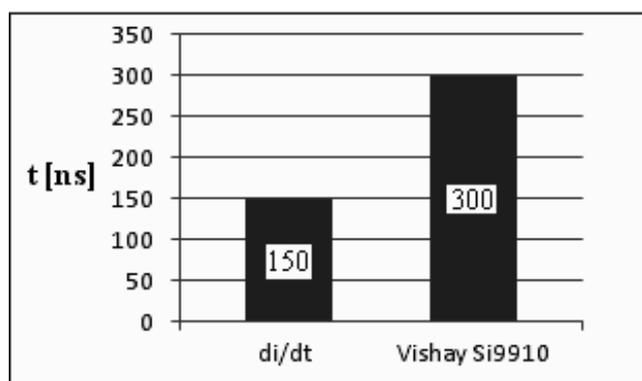
Фиг. 5. При адаптивен драйвер Vishay Si9910



Фиг. 6. При активен драйвер по  $di/dt$



Диаграма 1. Амплитудна стойност на тока през дрейна при включване на транзистора



Диаграма 2. Време през което протича ток през обратния диод

#### 4. Заключение

При управление с активна драйверна верига с обратна връзка по  $di/dt$  максималната стойност, до която достига дрейновия ток при включване е повече от три пъти по-ниска в сравнение с тази при управление с адаптивен драйвер *Vishay Si9910*.

Включването на сензорната верига за ограничаване на максималния ток (транзистор Q3) влошава устойчивостта на работа на мощния транзистор, като предизвиква пулсации в изходното напрежение и удължава преходния процес.

Въпреки, че едно от основните отличителни свойства на адаптивен драйвер *Vishay Si9910* е осигуряването на по-кратки времена на възстановяване на обратния диод, то при управление с активен драйвер с обратна връзка по  $di/dt$  времената са два пъти по-кратки.

Следователно при управление на изпълнителни електродвигатели с активен драйвер с обратна връзка по производна на дрейновия ток ще се осигури по-надеждна и по-стабилна работа на ключовия елемент, ще се подобри електромагнитната съвместимост а също така ще се намалят и активните загуби на мощност.

#### Литература

1. Neacsu, D., (2001) "Active Gate Drivers for motor control applications", IEEE PESC, Vancouver, CANADA, June, 17-21.
2. Vishay Si9910, (1999). "Adaptive Power MOSFET Driver Improves Performance in High-Voltage Half-Bridge Applications".
3. Ivanov, Sv., Tanev, Iv., (2013). "Control of DC Motor with Active Driver Circuit". Fundamental Sciences and Applications" Vol.19, book 1, pages 243-246.

4. Ivanov, Sv., Neichev, Iv., Tanev, Iv.,(2012).  
“*Active control of a driving circuit by a derivative with respect to  $di/dt$  of the output current*”. Възобновяеми енергийни източници в трансграничния регион Румъния-България, 14-15 юни, pages 200-206.

Катедра Електроника  
Технически университет София,  
филиал Пловдив  
Ул. Цанко Дюстабанов № 25  
4000 Пловдив  
E-Mail: [mastervanio@yahoo.de](mailto:mastervanio@yahoo.de)  
E-mail: [etehsv@gmail.com](mailto:etehsv@gmail.com)



## ИМПУЛСЕН ЗАХРАНВАЩ ИЗТОЧНИК ЗА ЗАРЕЖДАНЕ НА КОНДЕНЗАТОР С ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ

ЯНКА КИСОВА, СВЕТОСЛАВ ИВАНОВ

**Резюме:** В тази статия е описан и изследван импулсен стабилизатор на напрежение с обратно предаване на енергия, за зареждане на кондензатор, предназначен за възбуждане на импулсна лампа. Представени са резултатите от симулационните изследвания на преходните процеси в преобразувателя. Направен е теоретичен анализ на процеса на импулсно зареждане на кондензатора. Предложен е вариант на цифрово управление на импулсния хранващ източник.

**Ключови думи:** импулсен преобразувател с обратно предаване на енергия, цифрово управление, газоразрядни лампи.

## SWITCHING POWER SUPPLY SOURCE FOR CHARGING THE CAPACITOR OF HIGH VOLTAGE

YANCA KISSOVA, SVETOSLAV IVANOV

**Abstract:** In this article is described and researched the Boost-mode Converter, charging capacitor designed for pulsed excitation lamp. Presents experimental results of simulation research of transient processes in the converter. Done is a theoretical analysis of the process in pulses charge of the capacitor. Proposed is a variant of digital control for pulse power source.

**Key words:** The Boost-mode Converter, digital control, pulsed excitation lamp.

### 1. Въведение

За възбуждане на импулсни лампи при напompване на твърдотелни лазери обикновено се използват класически хранващи блокове. Тези хранвания имат редица недостатъци като например голямо тегло и обем. Днес като перспективни се оказват импулсните хранващи източници със своите предимства пред класическите хранвания [1]. Като едно съществено предимство се оказва използването на импулсен трансформатор, което води до намаляване на обема и теглото на хранващия блок, тъй като работната честота е от порядъка на килохерци. В настоящата статия се представят резултатите от проектирането и изследването на импулсни хранващи източници с обратно предаване на енергия за зареждане на разрядните кондензатори, влизащи в състава на

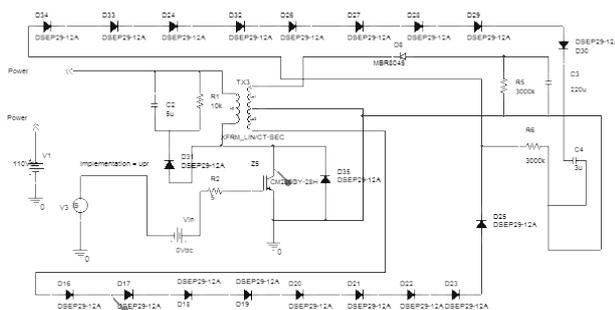
драйверната верига за управление на импулсната лампа.

### 2. Описание на схемата

Проектираната и изследвана схема на DC – DC преобразувател с обратно предаване на енергия, за зареждане на разряден кондензатор до напрежение със стойност 10 kV, е показана на фигура 1. Хранващото напрежение е постоянно със стойност  $U_1 = 110V$ . Разрядния кондензатор има стойност  $C_4 = 3\mu F$ . Ключовият IGBT транзистор се управлява от генератор на правоъгълни импулси с период на повторение  $T = 350\mu s$ , и с продължителност на импулсите  $t_i = 120\mu s$ . В проектирания трансформатор е

предвидена и още една вторична намотка с индуктивност  $L_{s1}$  с цел реализиране на обратна връзка по напрежение.

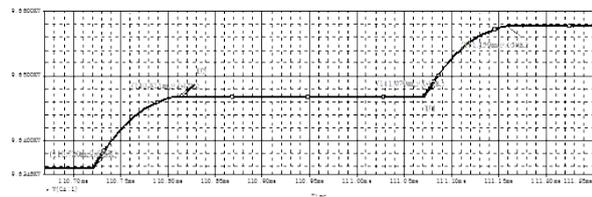
Транзисторът е защитен от пренапрежение възникващо при изключването му, със защитна RCD група. За товар на основната (високоволтова) вторична намотка на трансформатора служи резистора  $R_6$ , фиг. 1.



**Фиг. 1.** Електрическа принципна схема на импулсния ذخарващ източник за напрежение 10 kV

### 3. Експериментални резултати от проведените симулационни изследвания

На фиг. 2 са показани резултатите от експерименталните изследвания на зарядния процес на изходния кондензатор  $C_4$ .



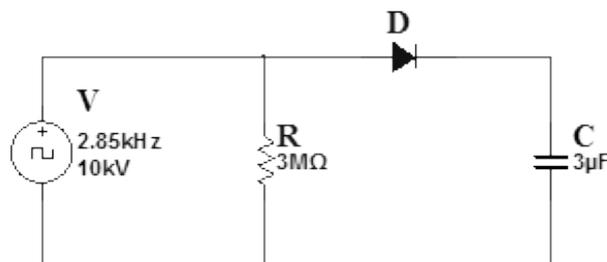
**Фиг. 2.** Изменение на напрежението на зарядния кондензатор при постъпване на нов импулс

За анализ на преходните процеси при зареждане на изходния кондензатор от импулсния ذخарващ източник е подходящо използването на метода на линейно-отсечковата апроксимация.

На фиг. 3 е показана изходната верига за зареждане на кондензатора през диода  $D$ , като за активен товар на вторичната намотка служи резистора  $R$ .

Зхарващия източник генерира еднополярни правоъгълни импулси. Целта при направения анализ е да се определи формата на сигналите  $U_C(t)$  и  $U_D(t)$ .

В случая може да се намери приблизително решение, тъй като точното решение е много сложно.



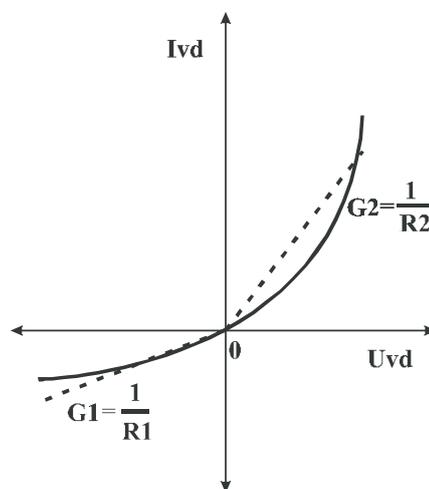
**Фиг. 3.** Изходна верига за зареждане на кондензатора  $C$

Използвайки линейно-отсечковия анализ можем да апроксимираме реалната характеристика на диода с две праволинейни отсечки, както е показано на фигури 4 и 5.

За положителни стойности на напрежението линията има наклон  $G_2$ , а за отрицателните  $G_1$ . Зарядния и разрядния процес на кондензатора ще зависи съответно от двете времеконстанти  $\tau_2$  и  $\tau_1$ .

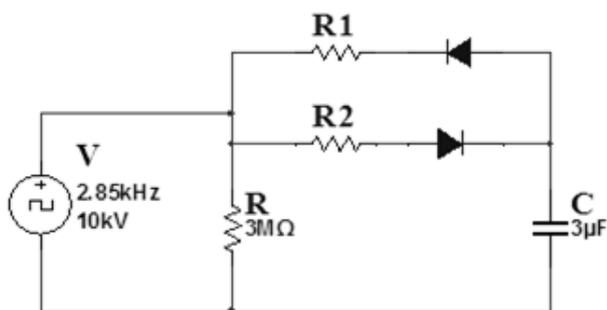
$$\tau_2 = R_2 \cdot C \quad (1)$$

$$\tau_1 = R_1 \cdot C \quad (2)$$



**Фиг. 4.** Линейно – отсечкова апроксимация на характеристиката на диода

В изследваната схемна реализация времеконстантите  $\tau_2$  и  $\tau_1$  са много по големи от продължителността на генерирания напрежен импулс  $t_i$ .



Фиг. 5. Заместваща схема на изправителния диод

По време на импулса  $t_i$  кондензатора  $C$  ще се зарежда и напрежението върху него ще нараства в съответствие с уравнението, фиг. 6:

$$u_1(t) = U_1 + (U_s - U_1) \cdot (1 - e^{-t/\tau_2}) \quad (3)$$

за периода от време  $0 \leq t \leq t_i$ .

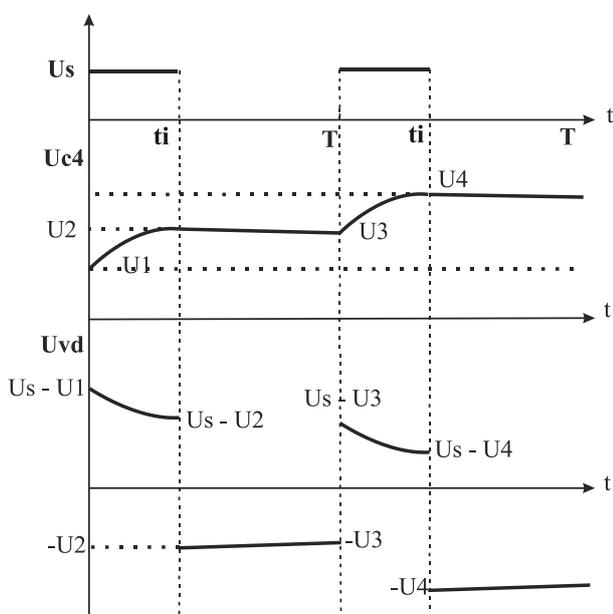
От тук следва, че при  $t = t_i$

$$u(t_i) = U_2 = U_1 + (U_0 - U_1) \cdot (1 - e^{-t_i/\tau_2}) \quad (4)$$

Спадането на напрежението по време на паузата между управляващите импулси се изменя в съответствие с уравнението:

$$u_2(t) = U_2 \cdot e^{-(t-t_i)/\tau_1} \quad (5)$$

за периода от време  $t_i \leq t \leq T$ .



Фиг. 6. Графика на изменението на напрежението върху кондензатора ( $U_{c4}$ ), върху диода  $U_{vd}$ , във функция от входното напрежение  $U_s$

От тук следва, че при  $t = T$

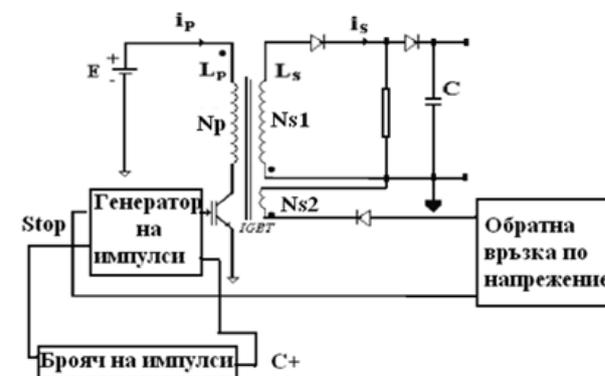
$$u_2(T) = U_1 = U_2 \cdot e^{-(T-t_i)/\tau_1} \quad (6)$$

Може да се каже, че точността с която резултатите от анализа с линейно-отсечковата апроксимация се доближават до действителните, зависи от точността с която се извършва линейно-отсечковата апроксимация на характеристиките на диода.

#### 4. Изследване на възможността за цифрово управление на импулсните захранващи източници

Управлението на изследваните импулсни захранващи източници съответно за  $10kV$  и  $5kV$  за захранване на двата зарядни кондензатора, може да бъде изцяло цифрово [2].

Стойността на желаната стойност на напрежението, до което са заредени кондензаторите може да бъде зададена посредством генерирания брой импулси от генератора на импулси, фиг. 7. Стойността на желаното изходно напрежение може да се зададе посредством число записано предварително в брояча на импулси.

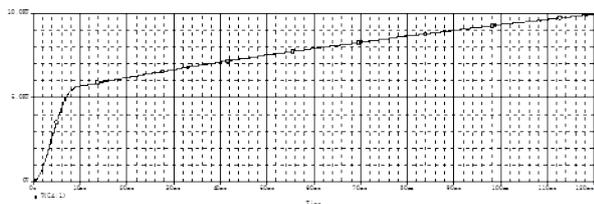


Фиг. 7. Принципно схема на цифровата система за управление на импулсния захранващ източник

Допълнителна защита от високо напрежение на зарядните кондензатори може да се осигури от обратната връзка по напрежение, която следи стойността на изходното напрежение върху нисковолтовата допълнителна намотка на трансформатора [3]. Това напрежение може да постъпва на входа на аналогов компаратор.

Зависимостта между стойността на изходното напрежение на зарядния кондензатор

C4 (3 $\mu$ F), във функция от времето на зареждане е показана на фиг. 8.



Фиг. 8. Изменение на напрежението на зарядния кондензатор до 10kV, във функция от времето.

Напрежението на зарядния кондензатор достига стойност от 10kV за 120ms. Напрежението на кондензатора от веригата на обратната връзка достига стойност - 13,8V при напрежение 10kV за зарядния кондензатор, това напрежение може да се подаде на входа на компаратор за допълнителна защита и за изключване на генератора на управляващи импулси.

Данните от измерванията за стойността на изходните напрежения на зарядния кондензатор, на веригата за обратна връзка по напрежение, във функция от времето, както и необходимият брой импулси, които трябва да генерира цифровия генератор са показани в таблица 1. Броят импулси е изчислен при изследвания период на повторение на управляващите импулси и има стойност  $T = 350\mu s$ .

Таблица 1. Необходим брой импулси за зареждане на кондензатора във функция от напрежението

Напрежение на зарядния кондензатор	Време на зареждане	Напрежение на обратната връзка Uс3	Необходим брой импулси от генератора
10kV	120ms	-13,8V	342
9 kV	90,992ms	-13V	260
8 kV	63,073ms	-11,8V	180
7 kV	38,125 ms	-10V	109
6 kV	16,640 ms	-7,4V	47

## 5. Заключение

С импулсно управление на захранващи източници с обратно предаване на енергия е възможно получаването на високи напрежения за кратко по продължителност време, за зареждане на кондензатори. Управлението на импулсните захранвания може да бъде изцяло цифрово, тъй като на определен брой управляващи импулси съответства определена стойност на напрежението на зарядния кондензатор. Времето за зареждане на зарядните кондензатори може да се регулира посредством коефициента на запълване на управляващите импулси. За зареждане на кондензаторите е необходима допълнителна група от изправителни диоди, която да предотврати разреждане на кондензатора. За високо волтовата вторична намотка на трансформатора е необходим товар, в случая резистора – R4, тъй като е недопустимо тя да работи без товарен резистор.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Brown, M. (2001). *Power Supply Cookbook—2nd ed.*, Boston, ISBN 0-7506-7329-X.
2. Almabouada F., Louhibi D., Beggar R., Noukaz A., Haddouche A. (2008). The Main Discharge Transformer And The Trigger Circuit For The Power Supply Of A Flash Lamp-Pumped Solid State Laser. AIP Conference Proceedings LAPAMS, pp. 192-195.
3. Koechner W. and Bass M. (2003) *Solid-state lasers*, A graduate text. New York, Springer-Verlag .

Контакти:

Технически университет – София, филиал  
Пловдив, ул. Цанко Дюстабанов №25  
4000 Пловдив, България

E-mail: [etehsv@gmail.com](mailto:etehsv@gmail.com)

E-mail: [yankakiss777@abv.bg](mailto:yankakiss777@abv.bg)



## LIGHT-INDUCED ATOMIC DESORPTION FOR ALL-OPTICAL CONTROL OF LIGHT

STOYAN TZVETKOV, MARIAN TASLAKOV, EMILIO MARIOTTI, SANKA GATEVA

**Abstract:** *The dynamics of Light-Induced Atomic Desorption (LIAD) in 5 cells with different coatings (PDMS, SC-77, PCHS, DCDMS, OTS) is investigated. The rates of desorption and adsorption of the Rb atoms when the illuminating light is switched ON and OFF and their dependence on the illuminating blue-light power are measured. The LIAD dynamics in coated cells is compared with the dynamics in uncoated cell. The results are interesting for the better understanding of the process of LIAD and its dynamic as well for the development of new optoelectronics elements with all-optical control of light, LIAD-loaded atomic devices and their miniaturization, and new methods for surface and coating diagnostics.*

**Key words:** *light-induced atomic desorption, antirelaxation coatings, Rb atoms, optoelectronics*

### 1. Introduction

Light-induced atomic desorption (LIAD) is reported for the first time in a polydimethylsiloxane (PDMS) coated cell with Na vapor [1] as a non-thermal process whereby atoms adsorbed at a surface are released under illumination. It is registered in stellar spectra, vacuum cells (uncoated and coated), fibers, etc. and has various applications – vapor density regulation, MOT loading, magneto-optical sensors and their miniaturization, surface nanostructuring [2,3 and references therein]. LIAD is investigated a lot experimentally and theoretically. Many parameters influence LIAD, among which the cell dimensions and geometry, the illuminating light wavelength, the atom species, the surface morphology, the cell's history, stem-opening area, homogeneity of illumination. The models of LIAD are taking into account different processes and there are still unexplained several aspects of the LIAD dynamics and open questions – for example whether there is a common mechanism underlying all LIAD observations [4].

Last years a lot of work on development of all-optical methods to control the basis processes of photon absorption and emission were performed from point of view of their application in optoelectronics, optical communications and information technology [5-8].

LIAD is characterized by two parameters, the yield (the maximum relative increase of the

vapor density) and the rate (the relative increasing rate of the vapor density after the light is switched on) [9]. The surface desorption dynamics properties are characterized by the time constant  $\tau_d$ , which describes the exponential density growth after the blue light is switched on. The surface adsorption dynamics properties are characterized by the time constant  $\tau_a$ , which describes the decrease in density when the light is switched off [2].

This paper presents an experimental investigation of the desorption and adsorption rates of Rb atom in cells with different coatings (PDMS, SC-77, PCHS, DCDMS, OTS) and uncoated cell and their dependence on the illuminating blue-light power from point of view of development of new optoelectronics elements with all-optical control of light.

### 2. Experimental set up

The experimental setup is given in Fig. 1. It is the same as the described in our previous measurements [10]. The density of the Rb atoms in the cell is measured by the transmission of 780 nm diode laser power registration. In order to minimize the influence of the optical pumping and the influence of the laser light on the LIAD, the 780 nm laser power is relatively low ( $\sim 4 \mu\text{W}$ ). To avoid radiation trapping the measurements are performed on the  $F_g=2$  set of  $^{85}\text{Rb}$  at 780 nm because for this set of lines the absorption coefficient is smaller than for the  $F_g=3$  set of  $^{85}\text{Rb}$  [11].

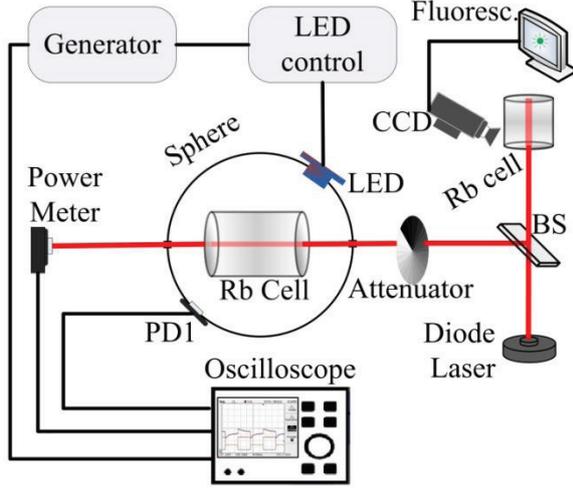


Fig. 1. Experimental set up

For optically thin medium the change in the Rb density result of the LIAD is measured by the absorption coefficient  $\kappa_\omega$  of Rb vapor. According to the Beer's law the transmission  $T(\omega) = T_\omega$  is:

$$T_\omega = I / I_0 = \exp(-k_\omega L) = \exp(-\sigma_\omega N L) \quad (1)$$

where  $I_0$  is the 780 nm laser power;  $I$ , the transmitted power;  $\kappa_\omega$ , the frequency dependent absorption coefficient;  $\sigma_\omega$ , the non-saturated, frequency dependent absorption cross-section;  $N$ , the atomic density and  $L$ , the cell length. For optically thick medium the average absorption coefficient is measured  $\kappa_\omega = (1 - T_\omega) / L$ .

A special LED system for homogeneous illumination of the Rb cells is used, which enables the investigation of LIAD without the process of lateral diffusion, increases the yield of LIAD, and prevents from cluster formation [12]. A 150 mm in diameter sphere provides the homogeneous illumination for LIAD activation. The high reflection coating on the inner surface gives near Lambertian scattering. A 60 W light emitting diode (LED) (Luminus PT120 with central wavelength 460 nm and FWHM 20 nm) is mounted on it. With the sphere closed the efficiency of the blue light illumination is improved essentially. The inhomogeneity of the illumination of the sphere surface is less than 10%. As the LED power dependence on the LED current is linear, we use the LED current as measure of the blue light power in the sphere. At 1A LED current the power in the sphere is 0.8W. All measurements are performed at room temperature (23°C).

Some parameters (the dimensions of the cells, the surface to volume ratio, the mean distance between two collisions of the atoms with the cell walls) of the used coated Rb vacuum cells are given in Table 1. All cells are with open stems.

Table 1. Parameters of the Rb cells

Cell coating	Length [cm]	Dia. [cm]	Vol. [cm <sup>3</sup> ]	Surf. [cm <sup>2</sup> ]	Surf./Vol. [cm <sup>-1</sup> ]	L [cm]
PDMS5	4.5	2.6	24	47	2.00	2.0
SC-77	6.0	2.6	32	60	1.88	2.1
PCHS	6.0	2.6	32	60	1.88	2.1
DCDMS	6.0	2.6	32	60	1.88	2.1
OTS	6.0	2.6	32	60	1.88	2.1
uncoated	4.8	3.2	38	64	1.68	2.4

The dynamics of desorption and adsorption in different coated cells were compared by comparing the  $\tau_1$  and  $\tau_3$  constants. Following the simple model proposed in [2], the time constants are determined by fitting the experimental data for the time evolution of the atomic density in the volume of the cell  $n(t)$  with the following equation:

$$n(t) = \begin{cases} n_0 + N(1 - e^{-(t-t_0)/\tau_1})e^{-(t-t_0)/\tau_2}, & t_0 < t < t_{off} \\ n_0 + [n(t_{off}) - n_0]e^{-(t-t_{off})/\tau_3}, & t > t_{off} \end{cases} \quad (2)$$

where  $t_0$  and  $t_{off}$  are the times when the desorption light is switched on and off;  $n_0$ , the density before illumination;  $\tau_1$ , characterizes the exponential density growth after the cell is illuminated;  $\tau_2$ , the density decrease when the illuminating light is still on;  $\tau_3$ , the density decrease when the light is off;  $\Delta n = n_{max} - n_0$  and

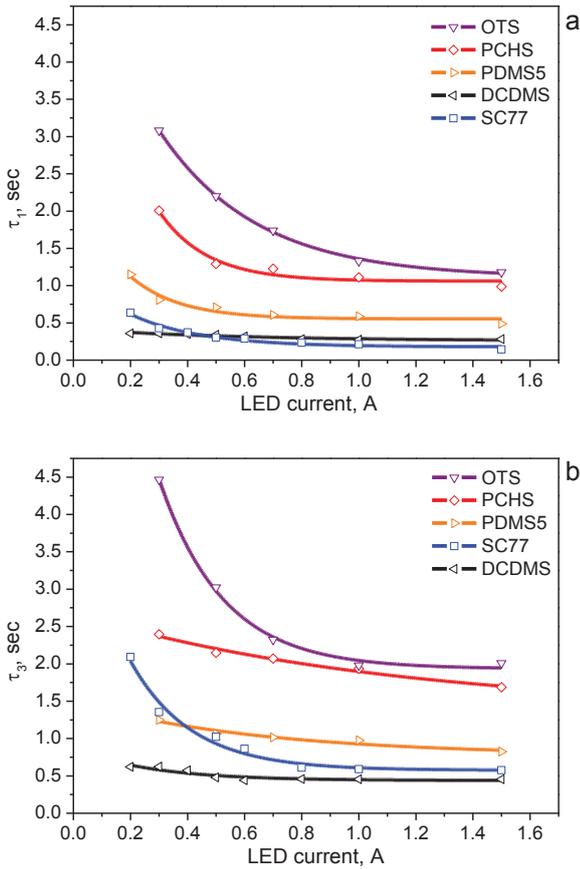
$$N = \Delta n \left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2}\right) \left(1 + \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^{\tau_1/\tau_2} \quad (3)$$

The measurements with the coated cells are performed with equal time intervals, more specifically by 75 s during which the cell is blue-illuminated, followed by 75 s without illumination. For the uncoated cell, the processes are about 3 orders faster and the time intervals with and without illumination are 20 ms.

### 3. Results and discussion

#### 3.1. Coated cells

In Fig. 4a,b the dependences of the time constants  $\tau_1$  and  $\tau_3$  on the blue light power for 5 cells with different coatings (OTS, PCHS, PDMS, DCDMS, and SC77) are compared. All of them are in the range of 0.2-3.5 s for  $\tau_1$  and 0.5-4.5 s for  $\tau_3$  and they are of the order of these measured in paraffin coated cells [2]. For the cells with different coatings this dependence is different. For all cells  $\tau_1 < \tau_3$ . At low blue light powers  $\tau_1$  and  $\tau_3$  decrease with the blue light power increase. At high blue light powers they are almost constant. This is "high desorbing light intensity" regime when all atoms

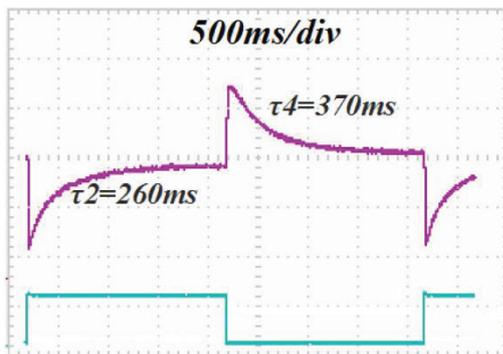


**Fig. 2.** Comparison of LIAD dynamics in different coated cells: a)  $\tau_1$ .; b)  $\tau_3$

in the region close to the surface are desorbed into the cell volume [13,14]. These dependences of the rate desorption and adsorption rates in cells with different coatings can be used for characterization of the coating.

### 3.2. Uncoated cell

The measured values of the time constants defined with formula (2) and (3) are:  $\tau_1=2\text{ms}$ ,  $\tau_2=260\text{ms}$ ,  $\tau_3=4\text{ms}$ . These constants are about 3 orders smaller than these measured in Section 3.1. and the reported in coated cells [2]. This result demonstrates the potential of LIAD for application for optical control of the transmitted light.

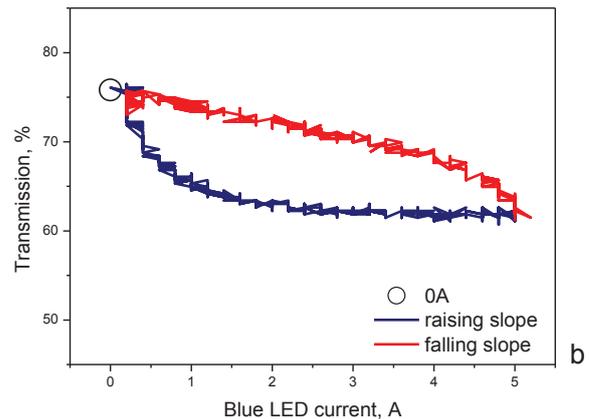


**Fig. 3.** Registration of the stem influence and  $\tau_4$

Another difference with the results obtained with coated cells is that when switching on and off the blue light, the changes in the Rb densities registered in transmission are comparable in amplitude (Fig.3) and we can measure another time constant  $\tau_4$ , which can be attributed to the stem influence and the recovering of the alkali metal vapor density to the thermodynamic equilibrium value and the initial Rb atom density on the cell surface. In our case  $\tau_4=370\text{ms}$ .

In coated cells (SC-77, PDMS, OTS, PCHS and paraffin coated cells), as result of the longer time scales of the processes, no changes in the transmission spectrum (alkali metal density) was detected at these frequencies of modulation of the blue light intensity.

In Fig. 4 the response of the transmission when the blue light intensity is increased and decreased in the uncoated cell is given. Increasing the light intensity, the typical saturation of the absorption coefficient is registered. Decreasing the current the transmission is nonlinear, too, but closer to the linear.



**Fig. 4.** Transmission as function of the blue LED illumination intensity and the direction of its tuning with 0.2Hz at  $4\mu\text{W}$  780nm laser light in the uncoated cell.

### 4. Conclusions

The experimental investigation of the dynamics of the LIAD by measurement of the desorption and adsorption rates of Rb atom in cells with different coatings (PDMS, SC-77, PCHS, DCDMS, OTS) and their dependence on the illuminating blue-light power has shown that these dependences are typical for every coating and can be used for characterization of the coatings.

The measurements of the LIAD dynamics in uncoated cells show, that in uncoated cell the desorption and adsorption processes are about 3 orders faster.

In both cases of coated and uncoated cells, the difference in the dependence of the LIAD effect at increasing and decreasing the illuminating blue light power has to be taken into account.

From point of view of development of optoelectronics elements with all-optical control of light these results demonstrate the potential of the LIAD for all-optical control of light with different speed.

The results are interesting not only for the development of new optoelectronics elements with all-optical control of light, but for the better understanding of the process of LIAD and its dynamics, new methods for surface and coating diagnostics, and for experiments, where magnetically silent modulation is needed [15].

**Acknowledgements:** This work is in the frame of the 7<sup>th</sup> FP of EC Grant Agreement 29526 COSMA and a Bilateral Cooperation Program CNR/BAS Project “Coherent Ramsey resonances in coated cells for application in optical magnetometry”.

## REFERENCES

1. Gozzini, A., Mango, F., Xu, J., Alzetta, G., Maccarrone, F. and Bernheim, R., (1993). Light-induced ejection of alkali atoms in polysiloxane coated cells. *Il Nuovo Cimento D*, 15 (5), 709-722.
2. Karaulanov, T., Graf, M.T., English, D., Rochester, S.M., Rosen, Y.J., Tsigutkin, K., Budker, D., Alexandrov, E., Balabas, M., Jackson Kimball, D., Narducci, F., Pustelny, S. and Yashchuk, V. (2009). Controlling atomic vapor density in paraffin-coated cells using light-induced atomic desorption. *Phys. Rev. A*, 79, 012902.
3. Villalba, S., Failache, H. and Lezama, A. (2010). Light-induced atomic desorption and diffusion of Rb from porous alumina. *Phys. Rev. A*, 81(3), art. no. 032901.
4. Hammers, R. J. (2005). Bond breaking at surfaces: Electrons or phonons? *Surf. Sci.*, 583(1) 1-3.
5. Bradshaw, D. S. and Andrews, D. L. (2011). Optical control through light transmission. *Optics&Photonics News*, 22(7), 53-57.
6. Lambert, C-H. et. al. (2014). All-optical control of ferromagnetic thin films and nanostructures. *Science* 345(6202), 1337-1340.
7. Jinjin Li, Wen Bin and Ka-Di Zhu, (2013). All-Optically Controlled Quantum Memory for Light with a Cavity-Optomechanical System. *Entropy*, 15, 434-444.
8. Kuznetsova, Y. Y. et. al., (2010). All-optical excitonic transistor. *Opt. Lett.*, 35 (10), 1587-1589.
9. Marinelli, C., Nasyrov, K.A., Bocci, S., Pieragnoli, B., Burchianti, A, Biancalana, V., Mariotti, E., Atutov, S. and Moi, L. (2001). A new class of photo-induced phenomena in siloxane films, *Eur. Phys. J. D*, 13, 231-235.
10. Tsvetkov, S., Taslakov, M., Mariotti, E. and Gateva, S., Light-induced atomic desorption in cells with different coatings. *Proc. SPIE*, 9447, 944709, (1-6).
11. Gateva, S., Taslakov, M., Sarova, V., Mariotti, E. and Cartaleva, S., "Light-induced atomic desorption for miniaturization of magneto-optical sensors," *Proc. SPIE*, 8770, art. no. 87700O (2013).
12. Taslakov, M., Tsvetkov, S. and Gateva, S., (2014). Light-induced atomic desorption under different types of illumination, *J. Phys.: Conf. Ser.*, 514(1), art. no. 012028.
13. Atutov, S.N., Biancalana, V., Bicchi, P., Marinelli, C., Mariotti, E., Meucci, M., Nagel, A., Nasyrov, K.A., Rachini, S. and Moi, L., (1999). Light-induced diffusion and desorption of alkali metals in a siloxane film: Theory and experiment, *Phys. Rev. A*, 60 (6) 4693-700.
14. Gozzini, S. and Lucchesini, A., (2004). Light-induced potassium desorption from polydimethylsiloxane film, *Eur. Phys. J. D*, 28, 157-162.
15. Grujić, Z.D., Weis, A. (2013). Atomic magnetic resonance induced by amplitude-, frequency-, or polarization-modulated light. *Phys. Rev. A*, 88(1), art. no. 012508.

Authors' contacts  
Institute of Electronics,  
Bulgarian Academy of Sciences,  
72 Tzarigradsko Chaussee blvd.,  
1784 Sofia, Bulgaria  
E-mail: stocvet@gmail.com  
E-mail: sgateva@ie.bas.bg

University of Siena,  
via Roma 56,  
53100 Siena, Italy  
E-mail: mariotti@unisi.it



## DEVELOPMENT OF NEW SOLUTION OF TWO-WAVELENGTH, TRANSVERSALLY LASER-PUMPED LASER

MARGARITA DENEVA<sup>1</sup>, BOYANA DENEVA<sup>2</sup>

**Abstract:** *We propose a principle and develop the modeling, numerical investigations and test-demonstration for a simple solution of two-wavelength, transversally one-side laser-pumped laser. The basic concept is to form two channels for generation in the active medium using the total internal reflection at the input window for one of them. In comparison to the traditional schemes, the strong competition effect is essentially decreased because of the partial superposition of the two channels. The region of tunability for simultaneous generation at both wavelengths widens and the energetic equalization of the two outputs is simplified. Beside the noted advantages, there is one general and essential advantage, compared to the traditional schemes – a radial-symmetric circular spot can be naturally obtained. That assures the easy generation of single fundamental transversal mode TEM<sub>00</sub>.*

**Key words:** *Two-wavelength lasers, transversally pumped dye lasers, wavelength competition, radial symmetry spot*

### 1. Introduction

The use of a laser light with two independently tunable wavelengths has many applications: in the Differential Absorption Spectroscopy technique, which enables the monitoring of atmospheric pollutants, such as NO<sub>2</sub>, SO<sub>2</sub> (LIDAR variant); in the isotope separation techniques, as well as in “nonlinear frequency mixing experiments, used to produce a sum and difference of wavelengths; in holography; in metrology [1,2]. The intuitive way to obtain the two wavelength laser light is to superimpose or to use in different manner the emission of two separated lasers [3]. However, this approach has a few essential drawbacks. The first one is that such realization needs two lasers and involves the usage of complex systems for synchronization of two Q-switched lasers. The other principal drawback is the division of the pump energy. The output power  $P_{out}$ , generally proportional to the difference between the maximum and the threshold pumping power  $P_{pump}$  and  $P_{th}$  respectively [4,5], will strongly decrease using such division following the ratio  $P_{out} \sim (P_{pump}/P_{th}) - 1$ , e.g. for operation at pumping power three times exceeding the threshold, the decrease of the output power is 2 times. A well established, cheaper and effective way to obtain

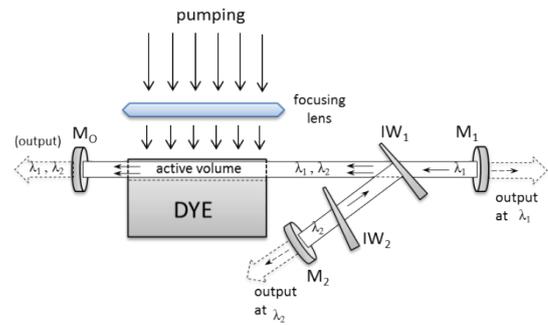
laser light at two wavelengths is to use a single laser in regime of generation of two (or more) output beams at different wavelengths – so called two-wavelength laser [1]. Very suitable are the wide gain lasers such as Dye, Titan-Sapphire, F-Color Centers lasers [6]. These lasers can generate from one active medium two or more beams at different wavelengths, which can have different direction of propagation, can be coaxial, parallel or completely superimposed [4,7-10]. Frequently, such lasers are used in pulsed regime, producing the two beams with different wavelengths in one pulse simultaneously or in desired sequence. In some solutions, the two generations can be with independent spectral, temporal and energy control. The pulse regime permits higher output energy that is in many cases of great importance. This two-wavelength mode of operation needs special resonator configurations with two channels working in one pumped volume, each of them with proper spectral selective resonator [4,7-10]. Very important practical case of two-wavelength generation is the one-side transversally laser pumped lasers. A well-established examples are the Dye lasers, pumped by the harmonics of Q-switched Nd:YAG or Ruby lasers [1,5]. In the practice there are two main classical types of solutions for the operation scheme

of such lasers [1,2] with discussed in the following section drawbacks and advantages, in order to compare them to the proposed model in this paper. In this work we propose a new solution of transversal, one-side laser pumped two-wavelength laser on the example of dye active medium. We treat theoretically, carry out basic experimental investigations and show the feasibility of this laser. This dye laser solution exhibits a few advantages in comparison to the widespread schemes, described in the literature.

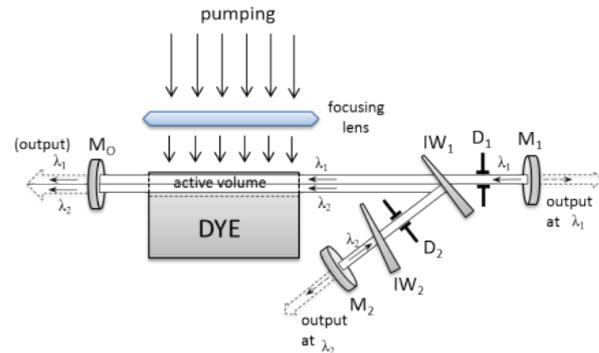
### 2. Short discussion of the widespread solutions of two-wavelength laser pumped lasers

The two well established approaches and their typical realisation schemes are shortly outlined in this section. On Fig. 1 is presented the scheme for the solution where both wavelengths are generated in the same active volume. In the diagram  $M_0$  is the common mirror,  $M_1$  and  $M_2$  are end mirrors for each channel,  $IW_1$  and  $IW_2$  are interference wedges [11,12] for selection of the corresponding wavelength. The first channel for generation at wavelength  $\lambda_1$  is formed from  $M_1$ ,  $IW_1$  and  $M_0$ . The second channel for the wavelength  $\lambda_2$  is formed from  $M_0$ ,  $IW_1$  as an intermediate mirror for its non-resonant wavelengths,  $IW_2$  as selector of  $\lambda_2$ , and  $M_2$ . The output can be obtained from the  $M_0$  for both wavelengths or from the mirrors  $M_1$  (for  $\lambda_1$ ) and  $M_2$  (for  $\lambda_2$ ), depending on the particular case. Advantages of this scheme are that in case of a common output, the two beams, one at  $\lambda_1$  and the other at  $\lambda_2$ , coincide and are generated in a full active volume. Also being a threshold phenomenon, the laser delivers higher output energy for each wavelength. Strong disadvantage is the very strong competition effect that leads to limitation of the tunability region for simultaneous generation at both wavelengths. Also, the generation is in condition of strongly non-homogeneous radial gain distribution which is caused by the progressive decrease of the pumping energy with depth due to absorption and leads to radial non-homogeneous output spot (or diameter in the order of 0.1 mm).

On Fig. 2 is presented the second solution where both wavelengths are generated in two separated, closely disposed volumes, formed by dividing the main volume in two partial volumes for two resonators. An advantage is the avoiding of the competition effect and thus expanding the tunable region, also the determination of completely independent tuning and the generation of both wavelengths naturally in parallel output beams. Among the disadvantages is the fact that due to the division of the main active volume, the possible output energy (power) for each wavelength is reduced.



**Fig. 1.** Schematic representation of the two-wavelength laser generation, using the full active volume.



**Fig. 2.** Schematic representation of the two-wavelength laser using the division of the active volume and two closely disposed resonators ( $D_1$ ,  $D_2$  diaphragms).

Another drawback is that the pump power strongly decreases with depth due to the absorption of the medium and this leads to the formation of different channels in the depth. As a result the output energies at the beams differ significantly. For equal outputs, the sizes of the two active volumes and the beams radii must be quite different or the losses in the strong channel must be added.

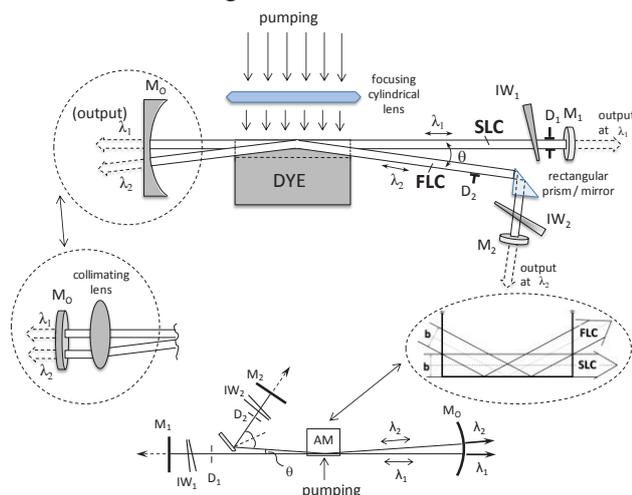
### 3. New solution – proposed scheme and discussion

In our proposal the generation of the two wavelengths takes place in partially overlapped active volumes, formed in a special manner. In comparison to the scheme on Fig. 1, the strong competition effect essentially decreases due to the only partial superposition of the two channels. The region of tunability for both wavelengths generation also widens. The new approach permits easier energetic equalization of the two outputs and increasing of the tuning range for two-wavelength operation. Moreover, there is one general and essential advantage compared to the described above traditional schemes – a radial symmetric circular spot can be naturally obtained and this assures the easy generation at single fundamental transversal mode  $TEM_{00}$ . With this method nearly

homogeneous circular spot can be also produced for multimode generation.

### 3.1. Schematic presentation and description of the new two-wavelength laser

The proposed novel method is developed with the means of theoretical modelling, numerical investigations and a test demonstration. The basic idea is to form two channels in the active medium using for one of them the total internal reflection at the input window for the pumping beam. The surface of the input window separates the glass (quartz) with the air. Due to the higher refracting index of the active medium a conveniently directed beam undergoes total internal reflection.



**Fig. 3.** Top: schematic representation of the proposed laser configuration, in the inset – concave mirror  $M_0$  replaced by lens and flat mirror; bottom: diagram of the optical scheme, in the inset – formation of the channels in the active medium. The outputs can be obtained from the  $M_0$  or from the mirrors  $M_1$  and  $M_2$ .

The principle of the proposed two-channel resonator laser solution approach is illustrated in Fig. 3. For active medium (AM, DYE) is used ethanol Rh6G solution ( $\sim 6 \cdot 10^{-4}$  mol/l) filled into a parallelepiped quartz cell. AM is transversally one-side pumped by laser beam from Q-switched Nd:YAG laser at 532 nm with energy of 1 and 2 mJ and  $\sim 25$  ns pulse duration. This pumping was used in all the experiments and in the calculations. The pump beam is focused by cylindrical lens L with focal distance of 5 cm. In the developed two-channel laser, the axis of one of the channels is a straight line that passes along the pumped volume (Fig. 3, inset) - Straight-Line Channel (SLC). The axis of the other channel is a kinked line that is formed using the total internal reflection at the front surface of the cell – Folded-Line Channel (FLC). In this way a two-channel laser configuration is obtained with well-separated channels that use the common pumped active volume. The one end of the resonator for the two channels is the common

concave mirror  $M_0$  with radius of curvature (5 cm) equal to the distance of its position to the center of the cell. The SLC is formed by  $M_0$  as output coupler and a high reflectivity mirror  $M_1$  (90-99%). In the channel in front of the  $M_1$ , is introduced convenient interference wedge ( $IW_1$ ) as a tunable spectral filter [11,12]. The tuning is performed by translation of  $IW_1$  along its plane. The second channel consists of the same concave mirror  $M_0$  and the end mirror  $M_2$ . The channel axis is redirected by the prism perpendicularly to the mirror  $M_2$  (as shown in Fig. 3). The second interference wedge  $IW_2$ , placed between the prism and end mirror,  $M_2$  selects the second wavelength  $\lambda_2$ . It is important to notice that the end mirrors in both channels can be either concave with radius of curvature equals to its optical distance from the centre of the cell or plane mirrors. It should be taken into account that the laser beam diameter is very small, in the order of 0.3 mm. For such small diameter the reflecting part of the concave mirrors with relatively large radius (in the experiment  $r=5$  cm) can be considered as a plane.

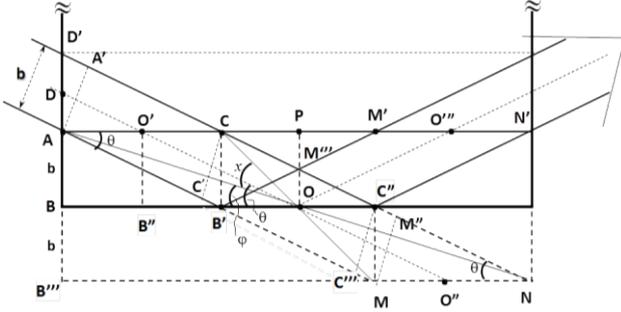
### 3.2. Development of the new laser configuration

From the detailed analysis of the proposed scheme, we have defined the parameters for effective practical realization of such laser. These parameters are also used in the theoretical analysis. We have estimated the convenient dye concentration of  $6 \cdot 10^{-4}$  mol/l that guaranties nearly entire pump power absorption ( $\sim 97\%$ ) in a depth of 0.3 mm (the beam diameter  $b$  in SL channel). Based on the noted depth we have determined the angle of propagation of the FL channel axis and its position relatively the SL channel axis and volume (see Fig. 3). We accepted an optimal configuration where the FL channel undergoes total internal reflexion in the middle of the input window and has equal diameter to the SL channel. The position and direction of the two beams in the active medium is specially selected so that they have a common point of contact on the walls of the quartz cell.

### 3.3. Determination of the working volume and lasing length for FLC-beam in the active medium

The length  $l_2$  of the laser axis of the FL channel in the pumped dye volume is obtained using the graph in Fig. 4. The real path of the beam is represented with solid lines. To simplify the analysis we unfold the reflected part of the FLC beam and project it as an extension of its incident part, represented with dashed lines. From the geometrical analysis we obtain that the path of FLC beam in the pumped volume is  $l_2 = 0.67$  cm and the

corresponding working volume is  $V_{a2} = 2.7 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^3$ . Taking into account that the real pumping beam is not with homogeneous intensity distribution but decreasing at the periphery, we estimate that the length of the active medium for SLC beam is effectively shorter than the length of the cell of 1cm and is calculated to be  $l_1 = 0.7 \text{ cm}$  with corresponding  $V_{a1} = 4.95 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^3$ .



**Fig. 4.** Determination of the optical path for the FLC beam and the dimensions of its lasing volume.

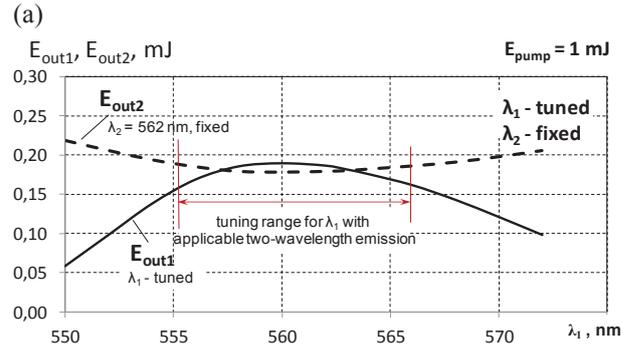
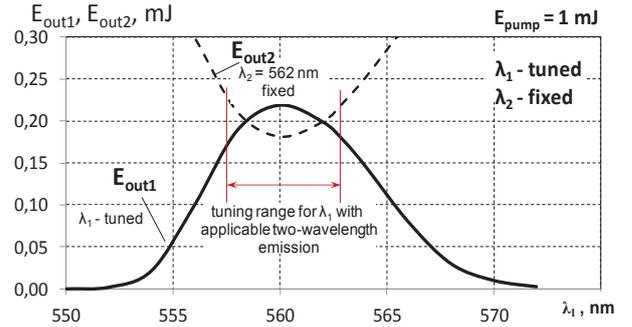
#### 4. Theoretical description. Rate differential equation system

To describe theoretically the operation of the proposed laser, a system of differential rate equations, adapted for our case, was used [5].

$$\begin{cases} \frac{dN_2}{dt} = R_p(t) - [B_1 \cdot q_1(t) + B_2 \cdot q_2(t)] \cdot N_2(t) - \frac{N_2(t)}{\tau} \\ \frac{dq_1}{dt} = B_1 \cdot q_1(t) \cdot V_{a1} \cdot N_2(t) - \frac{q_1(t)}{\tau_{c1}} \\ \frac{dq_2}{dt} = B_2 \cdot q_2(t) \cdot V_{a2} \cdot N_2(t) - \frac{q_2(t)}{\tau_{c2}} \end{cases} \quad (1)$$

with output power  $P_{out}^{(1,2)} = (\gamma_{out}^{(1,2)} \cdot c / 2L') \cdot h\nu^{(1,2)} \cdot q_{1,2}(t) \cdot N_2$  in  $\text{cm}^3$  is the inverse population;  $B_{1,2} = \sigma_e^{(1,2)} \cdot l_{1,2} \cdot c / (V_{a1,a2} \cdot L')$  in  $\text{s}^{-1}$ ;  $\sigma_e^1$  - emission cross-section for  $\lambda_1$  in the SLC channel (variable);  $\sigma_e^2 = 1.8 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$  - emission cross-section for  $\lambda_2 = 562 \text{ nm}$  (fixed in the maximum of the gain curve);  $c = 3 \cdot 10^{10} \text{ cm/s}$  is the light velocity;  $L' = 6 \text{ cm}$  is the optical length of the resonator for both channels. The lifetime of the upper laser level is  $\tau = 3 \text{ ns}$ . The term  $h\nu^{(1,2)}$  is the energy of the generated photons for the corresponding wavelength, measured in [J]. The lifetime of the photon in the resonator is  $\tau_{c1,c2} = L'/c \cdot \gamma_{out}^{(1,2)}$ , where  $\gamma_{out}^{(1,2)}$  describes the losses in the corresponding channel resonator, following Ref. [5]. The total number of active dye molecules used is  $3.61 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , calculated for dye concentration of  $6 \cdot 10^{-4} \text{ mol/l}$ . The term  $R_p(t) = P_p(t) / (h\nu_p \cdot V_{a1,2})$  is the pump rate, determined according to Ref. [5]. The generated photons in the two channels are denoted as  $q_1(t)$  and  $q_2(t)$  for the

two selected wavelengths  $\lambda_1$  and  $\lambda_2$  respectively and are determined by the numerical solution of the differential equation system. The pump pulse is assumed to be a trapezium (10-10-20 ns) and the system was solved for two pumping energies of 1mJ and 2 mJ. The system is solved using the Runge-Kutta-4 method. The initial conditions are  $N_2=0$  and  $q_{1,2}=1$ . The integration of the photons in both channels  $q_1(t)$  and  $q_2(t)$  gives the output energy [5]. The results from the numerical investigations for the case with 1 mJ pumping are presented in Fig. 5(a) for the scheme from Fig. 1. On Fig. 5(b) are the results for the newly proposed scheme (Fig. 3).



**Fig. 5.** (a) Spectral tuning for the superimposed channels with strong competition (for the traditional scheme on Fig. 1). The output for each channel when  $\lambda_1$  is tuned and  $\lambda_2$  is fixed. (b) Tuning curves for the proposed scheme (from Fig. 3). The widening of the tuning range can be clearly seen.

For the configuration on Fig. 3 the calculations were performed with reflectivity  $R_{1-\lambda_1} = 0.1$ , having  $M_1$  as a laser output for  $\lambda_1$ , and  $R_{2-\lambda_2} = 0.7$ , with  $M_2$  as an output for  $\lambda_2$ . For the common scheme in Fig. 1 the values are  $R_{1-\lambda_1} = R_{2-\lambda_2} = 0.8$ .

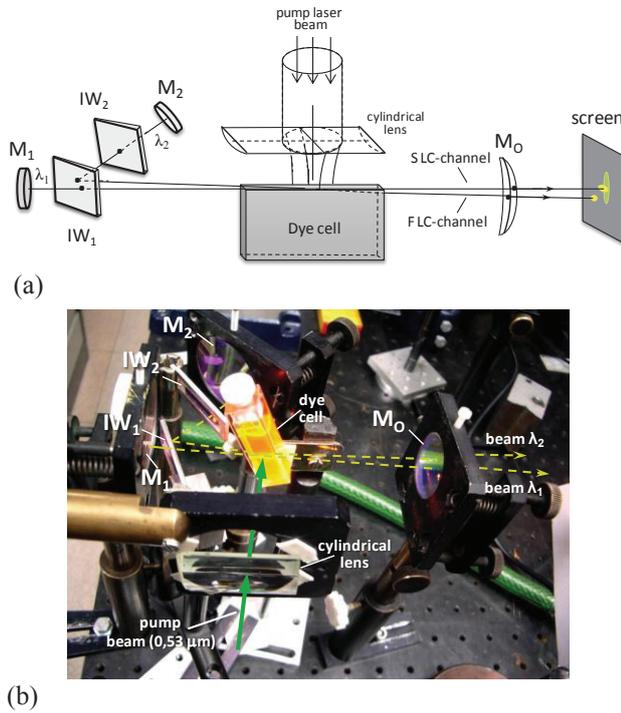
A comparison with the scheme in Fig. 2 was also prepared. In this case the pumping is divided between the two volumes with width  $b/2$ . For the channel in depth from 0 to  $b/2$  the pumping power is  $P_1 = E \cdot (1 - e^{-\alpha b/2}) / \Delta t$  and for the channel in depth from  $b/2$  to  $b$  the pumping power is  $P_2 = E \cdot (e^{-\alpha b/2} - e^{-\alpha b}) / \Delta t$ , where  $\Delta t$  is the pumping pulse duration and  $\alpha$  is the absorption coefficient of the

dye solution for the wavelength of the pumping beam. For 1 mJ pumping energy, the partial pumping energy for each channel is  $E_1=0.885$  mJ and  $E_2=0.101$  mJ. Obtained output energies are  $E_{out}^1 \sim 0.265$  mJ and  $E_{out}^2 \sim 0.03$  mJ that present strong inhomogeneous conditions for both generations. The other parameters for the case are:  $b = 0.03$  cm,  $l_1 = l_2 = 0.7$  cm,  $\lambda_1 = 563$  nm,  $\lambda_2 = 562$  nm;  $R_0 = 0.8$ ,  $R_{1,2} = 0.99$ .

## 5. Practical experimental test – main results

### 5.1. Practical realization

The practical set-up is given in Fig. 6. With dashed lines are shown the trajectories of the SLC and FLC beams.



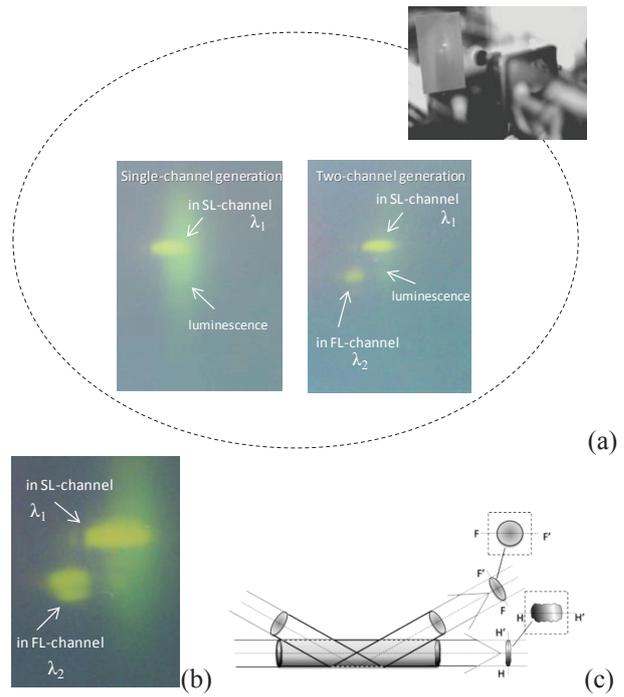
**Fig. 6.** (a) Schematic presentation of the optical part of the realized laser set-up and (b) a photograph of the practical realisation. The notations are as in Fig. 3.

### 5.2. Single and two-channel operation

The laser operated at two clearly separated channels - SLC and FLC, with pump energy of 1 mJ. Fig. 7(a)-left shows the output for single channel operation – when the FLC channel is blocked. On Fig. 7(a)-right is presented the output for two-channel generation with the two generated spots – the top spot was formed by the SLC beam and the smaller spot on bottom – formed by the FLC beam.

The measured energy in the spot for the case of single-channel generation in Fig. 7(a) and for pump energy of 2 mJ is approximately  $E_{out} =$

0.32 mJ. In the optimized case with two channels operation the measured energy for the higher intensity central SLC- beam drops to 0.26 mJ and for the FLC- beam the energy was  $\sim 0.12$  mJ (the theory gives 0.28 mJ and 0.2 mJ respectively, which is acceptable difference from the experiment). The measured difference of the generated energy between the two beams can be seen visually by comparison of the brightness of the spots. In Fig. 7(a) it is visible that the beam spots have slightly different colour. The detailed investigation of the spectral and tuning characteristics need spectroscopic measurements and will be object of future work.



**Fig. 7.** (a) Single-channel operation – left and two-channel operation – right, on the top is a general photo of the set-up output. (b) Photograph that illustrates the essential advantage of the technique proposed – the exactly circular shape of the FLC beam cross section, different from the generated SLC beam; (c) explanation of the formation principle of the circular spot in FL-channel.

An important experimental observation is the circular shape of the spot for the FLC-beam. This is clearly seen in the photograph in Fig. 7(b). As we have previously noted, we consider this as one of the most important advantages of the new scheme. The reason is that the active volume is not homogeneously pumped in depth. On the surface the pumping energy available is higher than the energy in 0.3 mm depth, the diameter of the beam. This results in strong radial non-homogeneity conditions for SLC beam generation. In contrast to the SLC beam, the FLC beam has a kinked path in

the active medium and in this way the radial pumping non-homogeneity is transformed in axial, averaging on the whole path of beam propagation, which leads to the symmetry of the spot.

## 6. Conclusion

The proposed approach concerns a solution of the problem with two different wavelength channel generation in transversely laser pumped lasers, especially laser pumped dye laser. In this method the generation at the two wavelengths takes place in partially overlapped active volumes. The approach has a few advantages in comparison to the traditional solutions, shown in the work. In contrast to the technique used in the schemes with completely superimposed channels, illustrated in Fig. 1, the strong competition effect is essentially decreased. Thus the region of tunability for both wavelengths generation is expanded approximately 2 times. In comparison with the second traditional scheme (Fig. 2) when the working volume is divided, the new approach permits easier acceptable energetic equalization of the two-wavelength output. Still, there are some disadvantages. In comparison with the mentioned first scheme (Fig.1) there is a relatively small decrease in sum energy output of nearly 25%. Compared to the second type traditional solutions (Fig. 2) the tuning range of two – wavelength is smaller.

An important advantage of the new approach is the natural generation of the radial symmetric circular beam, as also was confirmed from the experiment (in actual realization for FLC-beam). This eases the generation at single fundamental transversal mode TEM<sub>00</sub> [6]. A circular spot can be also produced for multimode generation.

Thus, our proposal enriches the known solutions of the types of side laser-pumped lasers and presents useful advantages that make it very competitive for many applications.

## ACKNOWLEDGEMENT

The authors thank to prof. Ernst Wintner from Photonics Institute, Vienna University of Technology, for his support during their common work. The work is partially supported by contract DNTS / Austria 01/3.

## REFERENCES

1. Demtröder, W. “*Laser spectroscopy: basic concept and instrumentation*”, 3<sup>th</sup> ed. Springer, Germany; 2003.
2. Schutz, M., Heitmann, U., Hese, A. (1995) “Development of a dual-wavelength day- laser system for the UV and its application to simultaneous multi-element detection”, *Appl. Phys.*, B61, 339-343
3. Tankovich, N., Lukashev, A., (2003). United states patent, Patent No. US 6,613,042 B1, Sep. 2
4. Scheeps, R., Myers, J., (1992). “Doubly resonant Ti:Sapphire laser” in *Advanced Solid-State Lasers*, L.L.Chase, A.A.Pinto, eds., Vol. 13 of OSA Proceedings Series (Optical Society of America, Washington, D.C., 60-63
5. Svelto, O., “*Principles of lasers*” (1998). 4<sup>th</sup> ed., Plenum Press, New York,
6. Koechner, W., “*Solid-State Laser Engineering*” (1996). 4<sup>th</sup> ed. Berlin: Springer;
7. Neveux, M., Nenchev, M., Barbe, R., Keller, J.C., (1995). “A Two Wavelength Passively Self-Injection Locked, CW Ti<sup>3+</sup>:Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> Laser”, *IEEE J. Quant. Electron.*, 31, 1253-1260 and references therein
8. Siebe, F., Siebert, K., Leonhardt, R., Roskos, H., (1999). “A fully tunable dual-color CW Ti<sup>3+</sup>:Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> laser”, *IEEE J. Quantum.Electron.*, 35, 1731-1736
9. Deneva, M., Uzunova, P., Nenchev, M., (2007). “Tunable subnanosecond laser pulse generation using an active mirror concept”, *Opt Quant Electron*; 39: 193-212
10. Deneva, M., Nenchev, M., Wintner, E., Topcu, S., (2014). “Two-Line High-Power Single Active Element Nd:YAG Quantum Electronics Generator with Coaxial Architecture-Optimization”, *Annual Journal of Electronics*, ISSN 1314-0078, pp 9-12
11. Stoykova, E. and Nenchev, M., (2010). “Gaussian Beam Interaction with Air-gap Fizeau Wedge”, *J. Opt. Soc.of America JOSA*, 2758-68
12. Stoykova, E., Nenchev, M., (2001). “Fizeau wedge with unequal mirrors for spectral control and coupling in a linear laser”, *Appl.Optics*, 40, 5402-5412
1. Technical University of Sofia, Branch Plovdiv, Dept. “Optoelectronics and Lasers” and Sci. Lab. “Quantum and Optoelectronics” - R&D Dept. TU-Sofia, Tsanko Džustabanov 25, 4000 Plovdiv, Bulgaria
2. Photonics Institute, Vienna University of Technology, Physics Dept. Gusshaus strasse 27-29, Vienna, Austria

Corresponding e-mail: [mdeneva@yahoo.com](mailto:mdeneva@yahoo.com)



## LASER REMOVAL OF INAESTHETIC BLOOD VESSELS

NADEJDA KAYMAKANOVA<sup>1</sup>, RAYNA BOJKOVA<sup>2</sup>, MARGARITA DENEVA<sup>3</sup>

**Abstract:** *Undesired blood vessels are aesthetical problem for a lot of people. The inaesthetic skin vessel alterations find expression in dilated capillaries and veins, noticeable or clearly visible on the skin of the whole body. The advances in the field of laser technologies allow highest degree of effectiveness as well as fast and painless solution of this problem. In contrast to the traditional methods used until now, laser removal of inaesthetic capillaries and surface blood vessels do not lead to health complications and do not damage the vessel neighbour tissues and skin. The most effective method for surface blood vessel structures therapy are the Nd:YAG lasers. The treated formations do not appear again. If the patient is predisposed, new damaged vessels could appear near the already treated regions. This new formations are also a subject of laser therapy.*

**Key words:** *non-desired capillaries, laser treatment, Nd:YAG laser*

### 1. Introduction

Undesired skin capillary formations are defined as a cosmetic problem, especially when they appear on the bare skin areas (face, arms, legs). Especially irritating are the vessels formations on the skin surface, which are hard and voluminous in some cases. Such formations create unpleasant sensations when touch the patient. In cosmetics and skin therapy, as well as in the literature [1-3], the treatment of this condition is a question of present interest. After the introduction of laser based medical systems and in particular those consisting of Neodymium-YAG (Nd:YAG) lasers, represent a promising method with outlined potential for treatment of undesired capillary formations.

Here we should consider a detail of the discussed capillary problem. It results from the main biomedical principles and from the systematic observations of the authors, made during different cosmetic interventions. The undesired skin capillary formations have different appearance among different groups of people considering skin colour, age, health condition. For example the damaged blood vessels are more distinct for people with lighter and delicate skin than those with darker one.

As a result, the effect of the proposed laser therapy treatment can differ due to the biomedical background of the treated person – regional characteristics, nutrition differences, skin colour, and sun exposition. Thus, for general assessment of

the results for this therapy a broad, intraregional experimental study should be carried out, considering the characteristics of the patients, living in the different regions of the world

In this work, we report the results of our practice in laser treatment of unwanted capillary formations of patients from the Balkan region and in particular from Southern Bulgaria (Thracian region). We show that for relatively difficult cases, laser treatment leads to significant positive results - elimination or considerable reduction of various forms of these formations. Results are obtained during numerous observations for more than a hundred patients from the region and, as a rule, they are definitely positive.

### 2. Overview

From health and cosmetic point of view, the varicose veins, spider veins and dilated capillaries, as well as any their combinations are defined as undesired blood vessels. Sometimes such formations appear as small red spots, pimples, on the skin. The most common cause of these enlarged veins and capillaries is heredity (from the maternal or paternal side of the family) and can appear during the teen years or later in life. Even if a person is predisposed, there are additional factors that may enhance the development of varicose veins, spider veins and dilated capillaries. Any form of trauma or injury of the skin can rupture blood

vessels. Examples are wounds, skin surgery or intense cosmetic treatments. Pressure applied on the nose while wearing glasses can also be a contributing factor. With the age, the collagen and elastin in the skin become weaker because they are not quickly replenished. The skin become thinner and the veins are more noticeable. This also causes skin to lose flexibility and it gets hurt more easily. Broken blood vessels are common in old age, however blood spots are not, and people of all age groups are equally vulnerable to them. People who are going through hormonal changes (the periods of puberty, pregnancy and menopause) may experience spider veins as their body tries to adjust. Environmental factors like sunburns, windburns or extremely cold conditions can lead to broken capillaries. Also moving from one extreme temperature area to another in a short period of time can be a contributing factor. Different medical conditions lead to formation of broken capillaries on face and arms, especially in the nose and eye areas. Liver damage can also cause this condition.

The removal of varicose veins, spider veins or dilated capillaries is not considered dangerous. These blood vessels are functionless, incompetent, distended and the blood flows passively through. They do not assist in the return of blood back to the heart. The circulatory system does not need to form new channels to compensate for their lack of functionality (i.e. before their removal) or their physical absence (i.e. after their removal) because other veins and capillaries have already taken over the needed functions.

Varicose veins and spider veins affect (as an estimation) about 40% of women. For some the problem is simply their lack of sightlines but others experience painful symptoms associated with varicose veins and spider veins. Traditional methods include the application of electrocoagulation and surgical removal of unwanted blood vessels and veins. The most effective non-surgical method for removing spider veins is sclerotherapy. Although, used primarily to remove varicose veins and spider veins on the legs and thighs, unwanted veins at other sites including facial veins and prominent veins of the hands and feet, can also be treated. With few exceptions, almost anyone with unwanted varicose and spider veins can be treated using sclerotherapy. However, women who are pregnant or nursing are usually not treated or the treatment is postponed until the delivery and the end of the lactation period. Sclerotherapy, as any medical intervention, has the potential for unwanted side effects such as temporary discoloration along the course of the treated vein, which can take months or longer to recover or the development of erosion at the

treatment site that can take weeks to months to heal, often resulting in a scar.

Unlike the slightly larger spider veins, dilated capillaries respond poorly to sclerotherapy. The safest and most effective way for removing of dilated capillaries and vascular lesions that are comprised of numerous dilated capillaries are intense pulsed light (IPL) and laser treatments. Other vascular lesions that consist of capillaries also respond favourably including spider angiomas and cherry hemangiomas.

The treatment with IPL consists of high intensity pulses of visible light that are directed into the skin and converted to heat energy, which subsequently damages the targeted area. IPL treatments are non-ablative, leave the outer layers of skin undamaged and penetrate to lower layers. However, too much high energy transfer leads to local internal heating under the surface, which can result in lighter patches of skin, especially to people with darker skin tones. IPL use many different wavelengths with each light pulse. Advantages of IPL include minimal downtime, but certain side effects are common: pain (anaesthetic cream is often applied to help numb the area enough for a comfortable treatment); sunburn sensation (recommended to stay away from direct sun exposure for four weeks before the treatment and four weeks after); pigment problems (in case of too much light energy delivered to the treated area, it could alter the pigment of skin); infection (sometimes, the heat generated can stimulate a dormant infection. The herpes simplex virus is one example).

Compared to the other methods, the laser treatments of dilated capillaries are very quick, safe and highly effective with minimal downtime. In contrast to IPL fewer sessions are required (2-3 compared with 5-6). The treatments are much less painful due to the physics of the machine as well as the appropriate cooling that effectively reduces the temperature of the skin while the treatments are performed. This not only minimizes discomfort but also allows higher energies to be used and therefore better results. The processes of interactions are spectrally defined. Wavelength affects both depth of treatment and the uniformity of heating luminal blood. Generally, the longer the laser wavelength, up to 1200 nm, the deeper the penetration [4,5,6] due to lower scattering and absorption. Pulse duration affects spatial confinement of the thermal energy within the target vessel. The cooling mechanism combined with the variable pulse width and energy means that the treatments can also be customized to suit and treat all skin types. Other technology does not allow as much variation of the

machine settings and therefore are not suited to treat a wide variety of skin types.

### 3. General discussion of the problem

The blood consists of a liquid part - plasma (57% of the total blood volume) and cell elements. The plasma is composed of about 90% water, 6.5 - 8.0% protein molecules and about 2% low-molecular substances. We distinguish red and white blood cells - erythrocytes and leukocytes. Furthermore, blood contains blood plates - thrombocytes. Erythrocytes represent 99% of the red blood cells while leukocytes and thrombocytes only 1%. Red blood cells contain hemoglobin molecules (Hb), which easily join the oxygen molecules and are converted in molecules of oxyhemoglobin (HbO<sub>2</sub>). The volumetric percent of erythrocytes in the blood is called hematocrit - H. Therefore, the absorption coefficient of blood is determined mainly by the absorption coefficients of the water, hemoglobin and oxyhemoglobin, which spectra are well known.

According to [7], optical properties of the blood, depending on the wavelength of the radiation, can be represented by the following expressions:

$$\mu_a^{blood}(\lambda) = p^{Oxy} \mu_a^{HbO_2}(\lambda) + (1 - p^{Oxy}) \mu_a^{Hb}(\lambda)$$

$$\mu_s^{blood}(\lambda) = 440,72H(1 - H)(1.4 - H)(685/\lambda)$$

$$g^{blood} = 0,995,$$

where  $\lambda$  is the wavelength,  $p^{Oxy}$  - degree of saturation of the blood with oxygen,  $\mu_a^{blood}$ ,  $\mu_s^{blood}$  - absorption and scattering coefficients of the blood, respectively,  $\mu_a^{HbO_2}$  - absorption coefficient of the oxyhemoglobin,  $\mu_a^{Hb}$  - absorption coefficient of the hemoglobin,  $H$  - anisotropy factor.

Considering the absorption spectra of water, hemoglobin, and oxyhemoglobin, the Nd-YAG laser is particularly suitable for non-invasive treatment of a broad range of blood vessels, capillaries, veins with a diameter up to 4 mm, and different vessel formations. The process of interaction of laser radiation with the hemoglobin results in coagulation of the entire blood vessel with subsequent resorption by the body.

The values of the absorption coefficients of water and hemoglobin are presented in Table 1 considering three lasers types [8,9,10]. As it can be seen, both the hemoglobin in blood and water have very high absorption coefficient for the radiation of the argon laser which makes the treatment of capillaries disposed deeply in the skin impossible (the intensity becomes very small there). The absorption coefficients for the CO<sub>2</sub> laser radiation are even this makes its use for our case impossible. The values for the Nd:YAG laser are optimal and in

this respect it is best suited for blood vessels treatment [11,12].

Table 1.

Laser type	Absorption coefficient $\mu$ in [cm <sup>-1</sup> ]		Average penetration depth	
	water	blood	water	blood
CO <sub>2</sub>	10 <sup>3</sup>	10 <sup>3</sup>	10 $\mu$ m	10 $\mu$ m
Nd-YAG	10 <sup>-1</sup>	4	10 cm	< 2 mm
Ar	10 <sup>-3</sup>	330	10 m	30 $\mu$ m

The emission of the Nd:YAG laser for 1064 nm wavelength can penetrate maximal to 5-6 mm where the considered capillaries are located. Also, an essential advantage to work with this wavelength is the possibility a standard quartz optic to be used.

### 4. Laser and irradiation procedures

The investigations in this work are concentrated on the treatment of surface capillaries and their formations. A long-pulsed Nd:YAG (QUANTA SISTEMS, Italy, with maximal output energy of 60 J) professional cosmetic system was used, delivered via 800  $\mu$ m core diameter optic fibre and an treatment head piece that projected a uniform circular beam with variable diameter on the exposure site. This laser system emits 1064 nm laser light. The pulse width is adjustable from 0.3 to 40 ms. Fluences (energy density) were varied from 12 to 300 J.cm<sup>-2</sup> with the working wavelength. About hundred vessels were treated in this study. Threshold fluences and threshold irradiances for blood coagulation, vessel disappearance and intravascular cavitation for each pulse duration were determined by varying fluence in approximately 5 to 10% increments until a minimum value for reproducing a specific event was found. At least three observations were independently made in order to confirm each threshold. The diameter of the laser spot was varied from 1 mm to 12 mm (near Gaussian distribution, type TEM00). In the treatment head are located a set of lenses, the focal distance of one of them can be varied and thus change the diameter of the spot. The energy dose - the delivered total irradiation energy as a sum of the incident pulses per area was indicated for each case. Energy levels were set based on the vessel depth and size. The depth of the treated capillaries was 4-5 mm and the width of the capillary formations was up to 5 mm (their length is unlimited). The fluence was suitable adjusted; lower fluence was used for shallower vessels, higher fluence for deeper vessels. Fluences less than 100 J per cm<sup>2</sup> and pulse duration less than 15 ms did not provide the desired effect.

The optimal pulse duration is the one nearly equal to the thermal relaxation time of a target microvessel. Pulses between 10 and 30 ms were optimal for this study, corresponding well to the estimated thermal relaxation time. Built-in cooling with water in the treatment head (Peltier effect) via sapphire plate embedded into the tip end was used during each treatment to cool down the skin surface and decrease any non-specific thermal effects to the epidermis and underlining dermal layers. The minimum temperature that can be reached is 4°C.

### 5. Results

A series of procedures for treatment of telangiectasia and pinpoint spider veins is carried out. On the basis of summary of the obtained results, after a series of treatments, a set of optimal parameters is determined and is presented in Table 2.

**Table 2.**

Wavelength [nm]	Spot size [mm]	Pulse width [ms]	Frequancy [Hz]	Fluence I [J/cm <sup>2</sup> ]
1064	4.5	20	1	52

Using pulses with lower energy does not achieve complete removal of the vessel and at higher energy levels there is a real risk of cauterization and subsequent scarring. The results from the investigated treatment patients are presented in Fig. 1.

*Figures are applied at the end of the text*

Punctate vessels are removed by a single treatment. In the case of network-like vessels series of procedures are necessary in order to prevent the risk of damage to adjacent tissue areas and longer recovery period. Among the main advantages of the method established during the treatments are: this is only method for non-invasive therapy; a wide range of blood vessels suitable for treatment; efficient and optimal results for all skin types; safety and comfort during the procedure.

### 6. Conclusion

We conclude that this pulse lamp-pumped Nd:YAG laser is an effective device for treatment of facial telangiectasias, with a low profile of undesired sideeffects that can be well tolerated by patients. The relatively deep penetration depth of the Nd:YAG radiation at 1064 nm combined with the controlled pulse duration matching the thermal relaxation time of targeted vessels, allow the

treatment of the considered dilated capillaries and their formations at their standard deep location. The laser light influence on the dilated blood vessels (capillaries) is characterized as spared and bloodless. The treatment method exhibits following advantages: it is contactless and without risk of infections, applicable for difficult access areas, absence of scars after the procedure and no necessity of anaesthesia. The procedure is applied once (each target blood vessel is removed and that does not require its re-treatment). Immediately after the procedure slight reddening and swelling of the treated area can occur, this quickly passes. Advantages of the Nd:YAG laser therapy are: controlled depth of penetration by changing the diameter of the laser beam (1-12 mm) via set of lenses located in the laser head; possible change of pulse duration, depending on the different diameter and colour of the capillary; the fluence may be chosen to produce permanent vessel damage, without rupturing the vessel wall to cause hemorrhage; optimal absorbance of hemoglobin, but minimal absorption of melanin in the epidermis; applied effective cooling during the treatment to minimize the possible negative effects of heating. The laser is used safely in all skin types (from the lightest to the darkest) throughout the calendar year. Excellent results are achieved in the treatment of the face, the body and limbs. Side effects associated with the broken capillary laser treatment include pain at the time of treatment, which is often described as like a snap of a rubber band. Patients may experience redness or swelling following treatment as well as crusting at the treatment site. After the procedure, the patient can return to his normal activity. It is advisable to avoid heavy overtax within the next 24 hours. For a large percentage of patients undergoing the procedure, a significant improvement is visible two to six weeks after the procedure. The end result will be evident after a few months. The number of procedures depends on the configuration, number, colour, and the diameter of the veins.

### ACKNOWLEDGEMENT

The work is partially supported by the contract DNTS / Austria 01/3 and dermatological-cosmetic laser studio FinnBeam.

### REFERENCES

1. Suthamjariya, K., Farinelli, W. A., W. Koh, and Anderson, R. Rox, „Mechanisms of Microvascular Response to Laser Pulses”, J Invest Dermatol 122:518 –525 (2004).
2. Kozarev, J., „Use of Long Pulse Nd:YAG 1064nm Laser for Treatment of Rosacea

- Telangiectatica”, *Journal of the Laser and Health Academy*, Vol. 2011, No. 1; [www.laserandhealth.com](http://www.laserandhealth.com), pp. 33-36 (2011)
3. Cassuto, D.A., Ancona D.M., and Emanuelli, G., “Treatment of facial telangiectasias with a diode-pumped Nd:YAG laser at 532 nm”, *Journal of Cutaneous Laser Therapy*, **2**, pp. 141–146 (2000)
  4. Anderson, R.R., Parrish, J.A., “Selective photothermolysis: Precise microsurgery by selective absorption of pulsed radiation”, *Science* **220**, pp. 524–527 (1983); Anderson, R.R., Jaenicke, K.F., Parrish, J.A., “Mechanisms of selective vascular changes caused by dye lasers”, *Lasers Surg Med* **3**, pp. 211–215, (1983)
  5. van Gemert, M.J., Welch, A.J., Amin, A.P., “Is there an optimal laser treatment for port wine stains?”, *Lasers Surg Med* **6**, pp.76–83 (1986)
  6. Tan, O.T., Murray, S., Kurban, A.K., “Action spectrum of vascular specific injury using pulsed irradiation”, *J Invest Dermatol* **92**, pp. 868–871 (1989)
  7. Пушкарева, А.Е., *Методы математического моделирования в оптике биоткани*, СПбГУ ИТМО (2008)
  8. Серебряков В. А., "Лазерные технологии в медицине" ИТМО (2009);
  9. <http://www.ucl.ac.uk/medphys/research/borl/intro/spectra>, accessed 20 April 2015
  10. LiteCure, Lasers for Life, Laser Therapy Scientific Background. Medical device manufacturing company
  11. Alora, M.B., Arndt, K.A., “Lasers for vascular lesions”, *Cosmet. Dermatol.*, **10**, pp. 33–40 (1998)
  12. Bjerring, P., Christiansen, K., and Troilius, A., „Intense pulsed light source for the treatment of dye laser resistant port-wine stains”, *J Cosmetic & Laser Ther.* **5**, pp. 7–13, ISSN 1476-4172 (2003)
1. Plovdiv University "Paisii Hilendarski", Dept. Physics, Tsar Asen Str. 24, 4000 Plovdiv.
  2. Doctor-dermatologist, Regional Hospital, Plovdiv
  3. Technical University of Sofia, Branch Plovdiv, Dept. Optoelectronics and Lasers, Tsanko Djustabanov 25, 4000 Plovdiv

Corresponding e-mail: [mdeneva@yahoo.com](mailto:mdeneva@yahoo.com)

(a) Before laser treatment:



(b) Immediately after the laser treatment:



(c) 10 days after laser treatment:



**Fig. 1.** Actual photographs from the treated area with spider dilated capillaries (left) and spot-like blood formations (center and right), before (a), right after (b) and 10 days after laser treatment. As it is well evident the treated blood vessel formations are completely removed.



## POLARIZATION DEPENDENT GAIN IN ERBIUM DOPED FIBER AMPLIFIER IN OVER THE ITU COMMUNICATION GRID

VANYA PLACHKOVA

**Abstract:** *The polarization dependent gain (PDG) of erbium doped fiber amplifier has been studied. A Jones matrix of a PDG device is derived. A linearly polarized single frequency tunable laser in combination with a polarization controller is used to obtain the distribution of the PDG at the output of the EDFA for three different wavelengths in the C-band and for five different input optical powers. It has been found that the EDFA exhibits a relatively strong PDG reaching up to 0.72 dB for weak (-20dBm) signals and up to 0.42 dB for stronger signals.*

**Key words:** *EDFA, Polarization dependent gain (PDG), ITU DWDM channel grid.*

**Резюме:** *Изследвано е поляризационно-зависимото усилване (ПЗУ) на влакнесто-оптичен ербиев усилвател. Изведена е матрица на Джонс за ПЗУ елемент. Използван е линейно поляризиран пренастройваем едночестотен лазер в комбинация с поляризационен контролер за получаване на разпределението на ПЗУ на ербиевия усилвател за три различни дължини на вълната в конвенционалния C-диапазон за пет различни стойности на входната мощност. Установено е че ербиевият усилвател показва поляризационно-зависимо усилване до 0.72 dB в за слаби (-20dBm) сигнали и до 0.42 dB за по-силни сигнали.*

**Ключови думи:** *Ербиев усилвател, поляризационно зависимо усилване (ПЗУ), ITU мрежа за фино спектрално уплътняване.*

### 1. Introduction

Modern fiber optic communication systems make increasing use of optical amplifiers to compensate for losses caused by either long distances or power splitting in passive optical networks (PONs). In long-haul high bit-rate optical communications there are three factors that degrade performance: polarization mode dispersion (PMD), polarization-dependent loss (PDL) and polarization-dependent gain (PDG) [1,2]. Their joint action degrades communication performance and is characterized by specific distributions [2]. While the origin of PDG is discussed in literature, the distribution of PDG for a variety of input polarizations remains understudied. In this paper we study the distributions of polarization dependent gain of an erbium doped fiber amplifier for different wavelengths and different input power levels.

### 2. State in polarization in optical fiber

The state of polarization along an optical fiber in a communication line is not preserved even in the case of strictly monochromatic light due to a sequence of random bends, lateral stresses and twists [3].

The state of polarization of the electromagnetic wave can be fully or partially polarized. In a fully polarized wave, the state of polarization is determined by the phase difference between X- and Y- components and their amplitudes. In the general case it is elliptical and, in certain specific cases it is reduced to linear or circular. For fully unpolarized all states of polarization have the same probability.

### 3. Polarization dependent gain

#### 3.1. Nature of PDG

EDFAs used in optical communications are functioning in a saturation regime and are designed to be polarization insensitive. However, the ions of

the dopant ( $\text{Er}^{3+}$ ) interact with certain polarization states in a way to amplify them to a larger extent. This leads to a polarization dependent gain (PDG) and is otherwise known as polarization hole burning (PHB) [4]. It is caused by the fact that the local sites of the silica matrix around the  $\text{Er}^{3+}$  ions are with randomly oriented symmetry axes. When signal light arrives its amplification will depend on the orientation of its polarization with respect to the symmetry axis. Therefore if the signal is polarized it will preferentially saturate a subset of ions in the amplifier that have a corresponding symmetry axis. A probe light or a component which is polarized orthogonally will interact with ions that have orthogonal symmetry axis and will experience more gain for a weak signal since it will be in the small signal regime whereas the main signal is in the saturation regime [4]. This phenomenon constitutes the PHB phenomenon and is observed as PDG.

### 3.2. Description of PDG

EDFAs used in optical communications are functioning in a saturation regime and are designed to be polarization insensitive. However, due to the above explained mechanism of hole burning some polarization states are seen a larger gain compared to the orthogonally polarized states. As the amplifier and the subsequent optical circuitry may be considered as a random phase plate introducing random birefringence and hence phase difference the EDFA as a whole may be considered as a device which exhibits PDG whose eigenstate, i.e. the state which remains unchanged is elliptically polarized. For an elliptically dichroic component the Jones matrix is well known [7], namely:

$$L(z) = e^{-\frac{\alpha z}{2}} \begin{bmatrix} ch \frac{\delta\alpha z}{2} + \hat{a}_1 sh \frac{\delta\alpha z}{2} & (\hat{a}_2 + j\hat{a}_3) sh \frac{\delta\alpha z}{2} \\ (\hat{a}_2 - j\hat{a}_3) sh \frac{\delta\alpha z}{2} & ch \frac{\delta\alpha z}{2} - \hat{a}_1 sh \frac{\delta\alpha z}{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

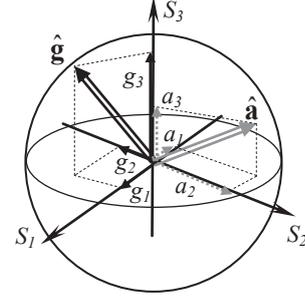
where  $\hat{\mathbf{a}} = (\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3)$  is the eigenvector of the elliptical PDL, with components

$$\hat{a}_1 = \mp \frac{\Delta\alpha}{\delta\alpha}, \quad \hat{a}_2 = \pm \frac{2\alpha_r}{\delta\alpha}, \quad \hat{a}_3 = \pm \frac{2\alpha_j}{\delta\alpha} \quad (2a)$$

$$\hat{a}_1^2 + \hat{a}_2^2 + \hat{a}_3^2 = a^2 = 1 \quad (2b)$$

$\alpha$  is the total loss  $\alpha_x, \alpha_y$  are the attenuations along the X- and Y-axes,  $\Delta\alpha = \alpha_x - \alpha_y$  is the differential attenuation,  $\alpha_r$  and  $\alpha_i$  are the real and imaginary part of the elliptical dichroism while  $\delta\alpha$  is

$$\delta\alpha = \sqrt{\Delta\alpha^2 + 4(\alpha_r^2 + \alpha_j^2)} \quad (3)$$



**Fig. 1.** Poincare sphere representation of the PDG and PDL eigenstate vectors

By its action an elliptical PDG component is the opposite of an elliptically dichroic PDL component so the Jones matrix of a PDG element with an eigenvector  $\hat{\mathbf{g}} = (\hat{g}_1, \hat{g}_2, \hat{g}_3)$  can be obtained by the direct substitution

$$\hat{\mathbf{g}} = (\hat{g}_1, \hat{g}_2, \hat{g}_3) \rightarrow -\hat{\mathbf{a}} = (-\hat{a}_1, -\hat{a}_2, -\hat{a}_3) \quad (4)$$

and is written as:

$$G(z) = e^{\frac{\gamma z}{2}} \begin{bmatrix} ch \frac{\delta\gamma z}{2} - \hat{g}_1 sh \frac{\delta\gamma z}{2} & -(\hat{g}_2 + j\hat{g}_3) sh \frac{\delta\gamma z}{2} \\ -(\hat{g}_2 - j\hat{g}_3) sh \frac{\delta\gamma z}{2} & ch \frac{\delta\gamma z}{2} + \hat{g}_1 sh \frac{\delta\gamma z}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

and

$$-g_1 = \pm \frac{\Delta\gamma}{\delta\gamma}; \quad -g_2 = \mp \frac{2\gamma_r}{\delta\gamma}; \quad -g_3 = \mp \frac{2\gamma_j}{\delta\gamma} \quad (6a)$$

$$g_1^2 + g_2^2 + g_3^2 = |g|^2 = 1 \quad (6b)$$

$$\delta\gamma = \sqrt{\Delta\gamma^2 + 4(\gamma_r^2 + \gamma_j^2)} \quad (6c)$$

Fig.1 illustrates the eigenvectors  $\hat{\mathbf{a}}$  and  $\hat{\mathbf{g}}$  in the Poincare sphere representation. In the important case of linear PDG component,  $\hat{\mathbf{g}} = (1,0,0)$  and matrix (5) reduces to:

$$G_L(z) = e^{\frac{\gamma z}{2}} \begin{bmatrix} \exp(\gamma_x z) & 0 \\ 0 & \exp(\gamma_y z) \end{bmatrix} \quad (7)$$

As in the Er-doped fiber the individual  $\text{Er}^{3+}$  ion acts as a linear PDG component the total behavior of the active fiber can be represented as a sequence of randomly oriented PDG components with a resultant Jones matrix  $T_{\text{PDG}}$ .

### 4. Measurement of PDG

In a real high-bit rate long-haul optical communication system, the state of polarization along the line changes randomly and therefore the state of polarization at the input of the EDFA changes accordingly. Therefore to measure the

distribution of the PDG we need to vary the input state of polarization and measure the output optical power.

### 4.1. Experimental Set up

The experimental set-up used in this study is shown in Fig. 2 and consists of a single-frequency tunable laser in the S+C+L (short + conventional + long) wavelength band of the ITU (International Communication Union) dense wavelength division multiplexing (DWDM) optical communication channels.

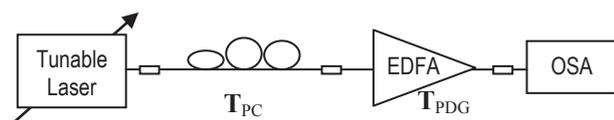


Fig. 2. Experimental set up

The single frequency laser emits linearly polarized light with a high degree of polarization. A “Mickey Mouse”-type polarization controller is used to generate up to 100 random polarization states at the input of the EDFA (AFC-JDSU, Canada) in order to obtain data for a meaningful distribution. The input and the amplified signals were observed and analyzed using an OSA (Ando) with a 50 pm resolution (Fig.3).

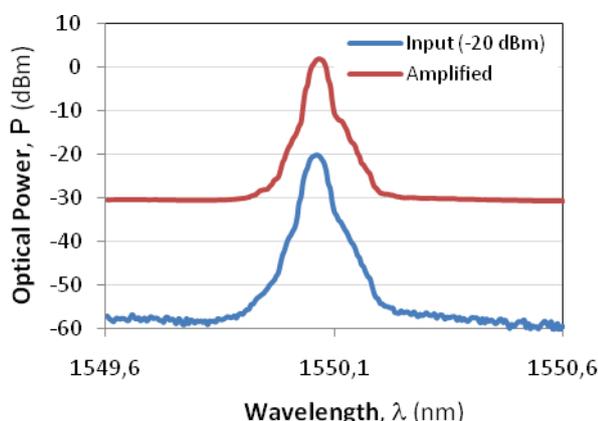


Fig. 3. Input signal with  $P_0 = -20$  dBm and amplified signal.

### 4.2. Results and analysis

The distributions for the PDG were obtained for wavelengths that a situated on the 100 GHz DWDM ITU channel grid. Three wavelengths that cover the C band were selected, namely 1546.12 nm (channel #39), 1550.12 nm (channel #34) и 1575.37 nm (channel #3). Measurements were made for 6 different input powers of the tunable laser: -20 dBm, -15 dBm, -10 dBm, - 5 dBm и 0 dBm. .

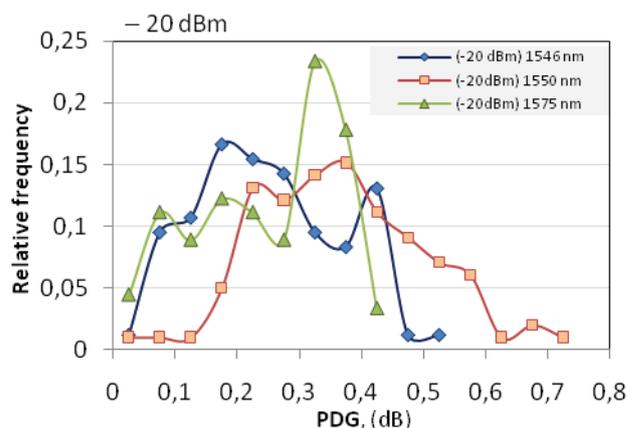


Fig. 4. Statistics of the field measurement of DGD for input power - 20 dB

Fig. 4 presents the distribution of the PDG for the lowest input signal level of -20 dBm for each of the three wavelengths. While the shapes cannot be identified with Maxwellian or Gaussian distributions it is clearly seen that in the center of the gain spectrum (1550 nm) the PDG has the highest average value and the maximum is close to 0.7 dB which is way above the standard requirement of 0.1 dB.

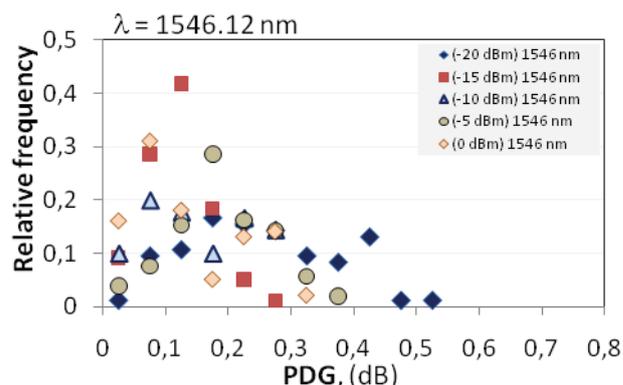


Fig.5. PDG distribution at 1546.12 nm

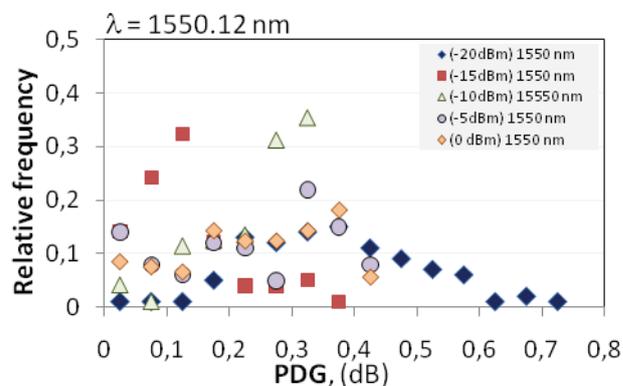


Fig.6. PDG distribution at 1550.12 nm

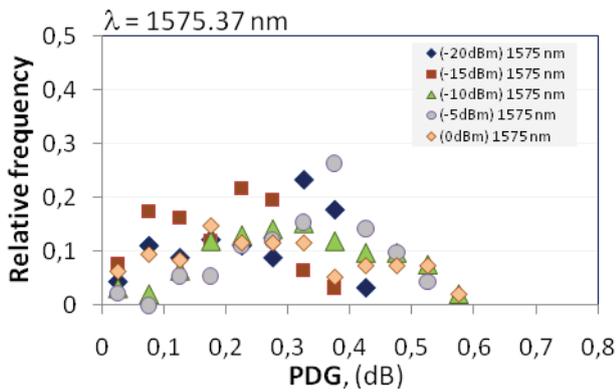


Fig. 7. PDG distribution at 1575.37 nm

Figures 5-7 show the obtained distributions of PDG at 1546.12 nm, 1550.12 nm, 1575.37 nm for the five different input power levels.

It can be seen from the figures that in the center of the gain spectrum (1546 nm, 1550 nm) the largest PDG (0.53 dB to 0.73 dB) is observed for the weakest signals (-20 dBm) while for higher levels of the input signal the PDG is around or less 0.4 dB.

In contrast, at the end of the gain curve at 1775.37 nm the largest PDG is observed for stronger signals rather than for weak signals. This tendency is clearly summarized in Fig. 8.

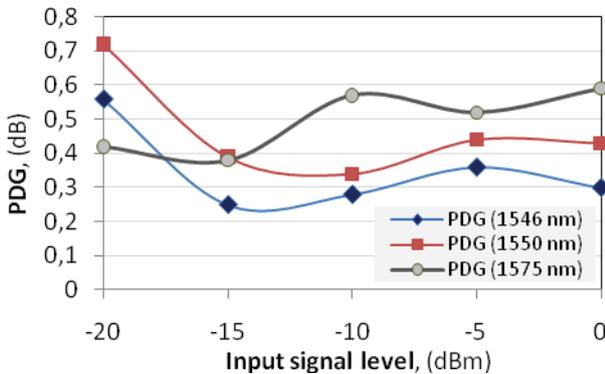


Fig. 8. Dependence of PDG at three ITU communication wavelengths.

### 5. Conclusion

The distributions of PDG of an EDFA for different wavelengths and input signal powers has been measured. It was found that the PDG reaches up to 0.72 dB for weak signals (-20dBm) and is less

than 0.42 for higher signals. The PDG vs. the input signal power differs for the center of the C-band and at the extremities. These levels are higher than the typical requirement of 0.1 dB.

### REFERENCES

1. Brandon Collings, Fred Heismann, Gregory Lietaert, "Advanced Fiber Optic Testing High-Speed Fiber Link and Network Characterization", Reference Guide to Fiber Optic Testing, JDSU, 2010
2. Fedor Mitchke, „Fiber Optics Physics and Technology”, Heidelberg Springer, 2010.
3. Govind P. Agrawal "Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition", 2002
4. P.C. Becker, N.A. Olsson, J.R.Simpson, Erbium-Doped Fiber Amplifiers, Fundamentals and Technology, Academic Press, San Diego 1999
5. P. Webels and C. Fallnich „Polarization dependent gain in neodymium and ytterbium doped fiber amplifiers“ OSA, 2003
6. J. Jiang, D. Richards, C. Allen, S. Oliva, R. Hui, Non-intrusive polarization dependent loss monitoring in fiber-optic transmission systems, *Optics Communications* 281 (2008) 4631–4633.
7. T. Eftimov, ‘Mueller matrix analysis of PDL components’, *Fiber and Integrated Optics*, 23(6), 2004.

"Dept. Optoelectronics & Lasers", Techn. Univ.-Sofia, Branch Plovdiv and Scientific Laboratory "Quantum and Optoelectronics", R&D Division, Techn. Univ.-Sofia  
 Phone (032/ 659 752 ):  
 E-mail: [vania-plachkova@abv.bg](mailto:vania-plachkova@abv.bg)



## КРИТЕРИИ ЗА ОЦЕНКА ЕФЕКТИВНОСТТА НА СМУТИТЕЛ НА СИСТЕМИ ЗА ПОДВОДНА КОМУНИКАЦИЯ

НИКОЛАЙ ГЕОРГИЕВ, АЛЕКСАНДЪР КОЛАРОВ

**Резюме:** Анализът на проблемите, свързани със сигурността на пристанищата, показва, че борбата с подводни нарушители е важна, и всички събития, които могат да възпрепятстват или да спрат дейността им, трябва да бъдат предприети. За да бъде нарушен (прекратен) процесът на подводна комуникация е необходимо да се повиши нивото на шума на входа на приемника, като към тези от заобикалящата морската среда се добавят генерираните от смутител на подводни комуникационни системи. Определянето и обосновката на критерии за оценка ефективността на смутител на системи за подводна комуникация позволява на първоначалния етап на проектирането да бъдат теоретично обосновани стойностите на параметрите му, които ще позволят той функционира оптимално по отношение на формулиран критерий.

**Ключови думи:** смутител, подводна комуникация, сигурност, подводни нарушители, критерии, теоретично обосновани параметри, подводни автономни роботи, заглушаване.

## CRITERIA FOR EVALUATION THE EFFECTIVENESS OF THE JAMMER FOR UNDERWATER COMMUNICATION SYSTEMS

NIKOLAY GUEORGUIEV, ALEKSANDAR KOLAROV

**Abstract:** Analysis of problems related to the security of ports shows that the fight against underwater intruders is important and all events which may hinder or stop their activities to be undertaken. To be disturbed (terminated) process of communication is necessary to increase the level of noise at the entrance of the receiver to surround the marine environment should be added to those generated by Jammer for Underwater Communication Systems. The definition and justification of the criterion for assessing the effectiveness of the jammer for underwater communication allows the initial design stage to be theoretically justified parameter values of a system to counter acoustic means of communication, in which it will function optimally in terms of formulated criterion.

**Key words:** jammer, underwater communication, security, underwater intruders, criterion, theoretically justified parameter, AUVs, jamming.

### 1. Въведение

За да бъдат ефективни действията на подводни диверсионни сили и средства /ПДСС/ (независимо от това дали те са в състава на специализирано подразделение от състава на

ВМС или са елемент за терористична атака от различни екстремистки групи и организации) е необходимо да бъдат спазени принципите в областта на тактическите комуникации, които трябва да осигуряват пълна комуникационна поддръжка на всички звена по командната

верига. Ето защо, един от подходите за повишаване ефективността на системите за защита на пристанища, военноморски бази и котвени стоянки при противодействие на ПДСС е сриване или затрудняване на подводните комуникации с и между подводни плувци, автономни подводни плавателни средства, роботи и други компоненти на съответната ПДСС [1]. В частност ефективното противодействие на подводните гласови комуникации води до нарушаване на бойното управление на тактическата група бойни плувци, а от там - до прекратяване изпълнението на поставената им задача или редуциране ефективността на действията им в значителни граници. Същевременно сриването на подводните комуникации с и между автономни подводни плавателни средства, роботи и на прибори за навигационно и разузнавателно осигуряване (разположени на дъното, дрейфувачи или закотвени под водата), ги прави неуправляеми или неефективни.

Задачите, които могат да бъдат решавани с използване на смутител на системи за подводна комуникация (ССПК) най-общо могат да бъдат разделени в пет групи:

- заглушаване на подводните гласови комуникации между базова станция разположена на кораб/бряг, и водолази;
- заглушаване на подводни гласови комуникации между водолази;
- заглушаване на подводни комуникации между станция за управление и контрол на движението и автономни подводни плавателни средства и роботи (AUVs);
- заглушаване на подводни комуникации между AUVs организирани в мрежова система за обмен на информация;
- заглушаване на подводните средства за контрол на състоянието и получаване на информация от системи за сигурност в морската среда.

При заглушаване на подводни комуникации, от гледна точка на обекта върху който се планира да бъде въздействано със смутител, е възможно да се въздейства върху хидроакустическия канал за свързка (по който преминават информационните сигнали) и/или върху станциите за комуникация (предаватели, приемно-предаватели, приемници, базови станции, ретранслатори и т.н.). В този аспект

характера и ефективността от въздействието на смутителя на подводни комуникации зависи от мястото, което заема атакувания елемент в комуникационната верига или мрежа.

## 2. Изложение

При оценяване на ефективността от използване на смутител за заглушаване /подавяне/ на подводните комуникации е целесъобразно да бъдат обосновани критерии за оценка на риска за абонатите на комуникационната хидроакустична линия или за абонатите на мрежи използващи хидроакустически канал за свързка.

Най-общо критериите за риск (КР) от подавяне на комуникацията, които са и елементи (показатели) от критерия за ефективност на смутителя, могат да бъдат дифинирани в 5 направления – от КР-1 до КР-5, както са показани на Фиг. 1.



Фиг. 1 Критерии за ефективност на ССПК

### 2.1. КР-1 „Енергиен“ критерий

Всеки един смутител се програмира да консумира възможно по-малко енергия, защото тя е ограничен ресурс и определящ фактор за времето му за автономна работа, а от там и за ефективността му. Смутителят, поставен на позиция и устройствата, осигуряващи комуникацията между абонатите продължително време, се конкурират за това кое ще е работоспособно по-дълго време.

В много случаи устройствата за смушаване на подводните комуникации е по-ефективно, тъй като крайните и/или междинните комуникационни устройства не разполагат с неограничен енергиен ресурс – не са на брегово или корабно захранване. В значителен брой реални ситуации обаче и смутителят и подавяният комуникационен компонент са с автономно енергозахранване. Във втория случай като показател за енергийна ефективност при защита от смушения от комуникационните средства се използва т.нар. JDPE (Jamming Defense Power Efficiency). Стойността му за устройства за смушаване и комуникационни устройства, които се захранват с ограничени по капацитет блокове (напр. акумулаторни батерии), се определя по формулата [2]:

$$JDPE = P_a/P_d, \quad (1)$$

където:

- $P_a$  - консумацията на енергия от смутителя;
- $P_d$  - консумацията на енергия от комуникационните средства и възли.

Когато енергийният капацитет на смутителя е по-голям от този на компонентите от комуникационната верига, то този показател е по-голямо от единица -  $JDPE > 1$ .

## 2.2. КР-2. „Информационен“ критерий

Колкото по-ефективно е смушаването, толкова повече информация ще бъде изгубена по време на комуникацията по подводен канал за свързка.

От гледна точка на средствата за комуникация (най-общо предавател и приемник), за оценяване на ефективността от използване на смутител в процеса на предаване на информация (съобщение) по хидроакустически канал за свързка, може да бъде използвано сравняването на значението на предадените пакети с импулси или фонемии при аналогови гласови комуникации - PSR (Packet Send Ratio) с това на приетите - PDR (Packet Delivery Ratio) [3,4,5]. Стойността на PSR се определя по формулата:

$$PSR = m/n, \quad (2)$$

където:

- $n$  - броят на пакетите импулси или звукове (букви) от речево съобщение, които трябва да бъдат изпратени;

- $m$  – броят на успешно изпратените пакетите импулси или звукове (букви).

За разлика от PSR, който се измерва само в предавателното устройство, PDR се измерва както в предавателното, така и в приемното устройство. PDR в приемника се измерва чрез преброяване на броя на пакетите, преминаващи през подводния комуникационен канал без грешки, а PDR в предавателя се измерва чрез преброяване на броя на потвържденията от приемника за приет сигнал. Стойността на PDR се определя по формулата:

$$PDR = m/n, \quad (3)$$

където:

- $n$  - броят на пакетите импулси или звукове (букви) от речево съобщение, изпратени от предавателното устройство;
- $m$  – броят на успешно приетите пакетите импулси или звукове (букви) от приемното устройство.

Докато PSR и PDR оценяват ефективността на смушенията в техническите параметри на комуникационната верига, отношението сигнал/шум SNR (Signal-to-Noise Ratio) и степента (процентите) на грешните битове BER (Bit Error Rate) са показатели, които оценяват влиянието на физическите характеристики на подводния канал за свързка и са подходящи за представяне на ефекта от физически смушения, характерни за морската среда.

Ефектът на смушенията създавани от смутител върху подводна комуникационна мрежа може да бъде определен чрез показателя JAR (Jammed Area Ratio), определян като съотношението между размера на зоната на ефективно действие на смутителя (зоната на заглушаване)  $A_j$  към общата зона на покритие от комуникационната мрежа  $A_t$ , реализирана от  $n$  на брой комуникационни възли и потребители:

$$JAR = A_j/A_t, \quad (4)$$

Очевидно интерпретацията на JAR (Jammed Area Ratio) е степен на подавените комуникационни възли към общият им брой. Показателят JAR обаче трудно може да даде количествена оценка на ефективността на смутителя, защото дори когато броят на засегнатите комуникационни възли е малък в сравнение с общия при определена топологията

на мрежата може да се достигне до пълно сриване на подводната комуникация, докато при друга топология - до незначително намаляване на нейната ефективност. За отчитане на влиянието на топологията на комуникационната мрежа върху ефекта от смущаване на отделни нейни компоненти е целесъобразно да се използва т.нар. индекс на свързаност CI (Connectivity Index), чиято стойност може да се определя по формулата:

$$CI = E/V^2, \quad (5)$$

където:

- E - броят на незасегнатите от смущението (неподавените) направления между комуникационните възли;
- V - общия брой на комуникационните възли в мрежата.

### 2.3. КР-3. Критерий „Възстановяване“

В повечето от безжичните комуникационни мрежи, включително и за подводни комуникации, се предприемат мерки за коригиране на грешки (например с прилагане на кодиране от типа Reed-Solomon coding и Turbo coding), при които обикновено се изпращат допълнителни битове за възстановяване на оригиналните данни в приемниците, когато прехвърлените данни са повредени. Въпреки това, когато сигналът за заглушаване е достатъчно интензивен, приемникът няма да успее да възстанови първоначалните данни.

От друга страна възстановяването на информацията от гледна точка на възможностите на комуникационната мрежа може да бъде реализирано с различни други стратегии, като например маршрутизация с алгоритми за възстановяване на информационните канали чрез заобикаляне на подавени възли и др.

Като се има в предвид, че повечето смутители са поставят на позиции така, че да заглушават базовите станции или главните клъстери, може да се твърди, че възстановяването на комуникациите е трудно решима задача.

### 2.4. КР-4. Критерий „Откриване“

Този критерий определя възможността комуникационната система да регистрира наличието на ССПК [6].

Ако смутителят излъчва сигнал подобен на тези, които формират съобщенията в процеса на подводната комуникация, неговата

работа ще бъде трудно откриваема. Смутител, който излъчва сигнали само в при определени условия, например при регистриране обмен на информация между абонати или ретранслационни възли, е по-трудно да бъде открит от този тип смутител, който излъчва сигнали непрекъснато. Естествено смутител, чиято работа е трудно откриваема и самият той не може да бъде класифициран, е с по-висока ефективност, защото не позволява съевременно стартиране на съответни функции за защита в комуникационните устройства.

### 2.5. КР-5. Критерий „Разпространение“

Някои типове смутители размножават ефекта на своята работа чрез въвеждане в комуникационна верига на блокиращи сигнали, които се предават извън енергийната му зона на действие. Това позволява чрез въздействие върху външни комуникационни възли в мрежата да бъде блокирана работата на цялата мрежова комуникационна структура. Ефектът на разпространение на смущението (PE) при работата на този тип смутители може да се дефинира чрез формулата [7,8]:

$$PE = A_p/(A_i/A_t), \quad (6)$$

където:

- $A_p$  - размерът на цялата зона на ефективно въздействие или броят на заглушените комуникационни възли след време t;
- $A_i$  - първоначалния размер на зоната на поражение или първоначалния брой заглушени комуникационни възли.

### 2.6. Обобщен критерий за оценяване на риска от заглушаване

Използването само на един от петте показателя за оценка на риска е сравнително трудна и нееднозначна задача поради факта, че всеки от тях варира значително при различни конфигурации на комуникационната мрежова среда. Така например при получаване на информация от мрежа от сензори, които използват сравнително ниска скорост на предаване на данните до потребителя, приоритетно е потреблението на енергия, защото всеки сензорен възел трябва да функционира достатъчно дълго време при ограничен капацитет на батерията. Необходимостта да се предприемат мерки срещу въздействие на смутител като увеличаване мощността на излъчване, увеличаване продължителността на

съобщенията при по-сложно кодиране на сигналите, многократно преизлъчване на информацията и др. значително редуцира автономността на сензорите. От друга страна когато се реализират комуникационни мрежи за обмен на информация в реално време, например за връзка с или между водолази, приоритетни са достоверността и качеството на информацията, докато изразходваната енергия е с по-нисък приоритет.

По тази причина е целесъобразно да бъде използван комплексен критерий за оценяване на риска от заглушаване, който отразява различните аспекти на процеса и позволява сравняването на ефектите по рисковите критерии.

Ако ефектът от действието на смутител на подводни комуникации може да се характеризира в два типа критерия  $J1$  и  $J2$  и те се измерват съответно като:

$$JE_{j1} = (a_1, b_1), \quad (7)$$

$$JE_{j2} = (a_2, b_2), \quad (8)$$

където  $(a_1 > a_2)$ ,  $(b_1 > b_2)$ ,

което означава, че заглушаващия ефект по първият критерий е по-голям от заглушаващия ефект оценяван по втория критерий.

Опитът показва, че заглушаващият ефект на смутител на подводни комуникации върху станция за подводна свързка на водолаз може да се изрази с комплексен критерий, обединяващ значението на показателите оценяващи заглушаващия ефект по критериите КР-1, КР-2 и КР-3 [4], [5]:

$$JE_{sta}(t) = \left( \frac{E_s(t)}{\sum_k E_{J,k}(t)}, \frac{\sum_k P_{L,k}(t)}{\sum_k P_{T,k}(t)}, \frac{F_L(t)}{F_F(t)} \right) \quad (9)$$

където:

- $JE_{sta}(t)$  - натрупаният заглушаващ ефект по различните направления върху дадена станция за време  $t$ ;
- $E_s(t)$  - енергията, консумирана от станцията за време  $t$ ;
- $E_{J,k}(t)$  - енергията, консумирана от смутителя по всяко от направленията  $k$  за време  $t$ ;
- $P_{T,k}(t)$  - броя на пакетите предназначени за предаване от  $k$ -ия предавател за време  $t$ ;
- $P_{L,k}(t)$  - броя на пакетите, които се изпращат от  $k$ -ия предавател, но не са получени от приемника на

станцията за време  $t$  поради действието на смутителя;

- $F_F(t)$  - броят на получените думи (поредица от символи, обозначаващи звуковете при предаване на гласови съобщения) или кадри (когато се предава визуализираща информация), които не са сглобени (възстановени) правилно в станцията за време  $t$ ;
- $F_L(t)$  - броя на получените думи или на кадрите, не са възстановени дори с форуърдни алгоритми за коригиране на грешки или препредаване за време  $t$ .

Ефектът от смущенията в условията на въздействие върху елементите организирани в комуникационна мрежа се изразява с комплексен критерий, интегриращ значението на показателите оценяващи заглушаващия ефект и по петте критерия:

$$JE_{net}(t) = \left( \frac{E_N(t)}{\sum_k E_{J,k}(t)}, \frac{C_A(t)}{C_T}, \frac{N_L(t)}{N_F(t)}, T_D, \frac{A_E(t)}{A_S} \right) \quad (10)$$

където:

- $JE_{net}(t)$  - натрупаният заглушаващ ефект върху елементите на мрежата за време  $t$ ;
- $E_N(t)$  - енергията, консумирана в мрежата в мрежата за време  $t$ ;
- $E_{J,k}(t)$  - енергията, консумирана от смутителя за време  $t$ ;
- $C_T$  - общият брой на връзките в мрежата;
- $C_A(t)$  - броят на връзките, засегнати от смутителя за време  $t$ ;
- $N_F(t)$  - броят на възлите, засегнати от смутителя за време  $t$ ;
- $N_L(t)$  - броят на възли от NF, които не са възстановени за време  $t$  дори и след прилагането на възстановителни стратегии, заложили в управлението на конфигурацията на мрежата;
- $T_D$  - минималното време, необходимо за откриване на въздействието на смутителя върху елементите от мрежата;
- $A_S$  - размера на площта или броя възли в зоната на заглушаване в началния момент на наблюдение;
- $A_E(t)$  - разширения размер на площта или увеличавания брой на възлите в зоната на заглушаване в региона разширява след време  $t$ .

Вторият елемент използва броя на връзките вместо броя на възлите тъй като по

този начин ефектът на заглушаване се отчита много по-точно.

Броят на възлите се използва в третия елемент защото се приема, че възстановяването на засегнатите връзки не се извършва индивидуално за всяка връзка, а комплексно - за всеки отделен възел от мрежата.

### 3. Заключение

Многовариантността на условията, в които се осъществяват подводните комуникации, нестабилността на параметрите на хидроакустичния канал за свързка, както и предприеманите мерки за повишаване на устойчивостта към смущения на системите за подводни комуникации, изискват комплексен подход при проектиране и оценяване на ефективността на ССПК. Целта на смутителя е да подави или намали във висока степен ефективността на подводните комуникации използвани при провеждане на терористична или диверсионна дейност с цел осигуряване на подводното плуване на бойни плувци и водолази и за управление и контрол на движението на автономни подводни плавателни средства и работи.

Дифинирането и обосноваването на критерий за оценка на ефективността на работата на ССПК дава възможност на началния етап на проектирането му да бъдат теоритично обосновани стойностите на параметрите при които той ще функционира оптимално от гледна точка на формулирания критерий.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Колев К. „Анализ на уязвимостите и заплахите при защита на пристанища”, Научна конференция „Защита на пристанища”, 27-28 ноември 2008г.
2. Y. Law, L. van Hoesel, J. Doumen, P. Hartel, and P. Havinga, “Energyefficient link-layer jamming attacks against wireless sensor network mac protocols” in the 3rd ACR workshop on Security of ad hoc and sensor networks, 2005.
3. D. Slater, P. Tague, R. Poovendran, and B. J. Matt, “A coding-theoretic approach for efficient message verification over insecure channels” in Proc. of the Second ACM Conference on Wireless Network Security (WiSec'09), 2009.

4. A. D. Wood, J. A. Stankovic, and S. H. Son, “Jam: a jammed-area mapping service for sensor networks” in 24th IEEE Real-Time Systems Symposium, 2003.
5. E. Altman, K. Avrachenkov, and A. Garnaev, “A jamming game in wireless networks with transmission cost” in First EuroFGI International Conference, NET-COOP, 2007.
6. G. Thamilarasu, S. Mishra, and R. Sridhar, “A cross-layer approach to detect jamming attacks in wireless ad hoc networks” in Military Communications Conference, 2008.
7. C. Won, J.-H. Youn, , and H. Ali, “Impact of high-mobility radio jamming in large-scale wireless sensor networks” in Emerging Directions in Embedded and Ubiquitous Computing, 2006.
8. H. Sun, S. Hsu, and C. Chen, “Mobile jamming attack and its countermeasure in wireless sensor networks” in Advanced Information Networking and Applications Workshops, 2007.

Контакти:

1. Николай Георгиев  
Адрес: София 1574, ул. "Шипченски проход" 67. Институт по металознание, съоръжения и технологии „Акад. Ангел Балеvски“ с Център по хидро- и аеродинамика – БАН,  
тел: (+359 2) 46-26-250  
факс: (+359 2) 46-26-202  
E-mail: niki0611@abv.bg

2. Александър Коларов  
Адрес: 9003 Варна, кв. Аспарухово, ул. "Уилям Фруд" № 1, п.к. 58. Център по хидро-и аеродинамика.  
тел.: + 359 52 370 512  
факс: + 359 52 370 514  
E-mail: aleksandar\_kolarov@abv.bg



## КЛАСИФИКАЦИЯ НА МЕТОДИТЕ НА РАБОТАТА НА СМУТИТЕЛ НА СИСТЕМИ ЗА ПОДВОДНА КОМУНИКАЦИЯ

НИКОЛАЙ ГЕОРГИЕВ, АЛЕКСАНДЪР КОЛАРОВ

**Резюме:** *Като ефективно средство за управление, системите за подводна комуникация развиват и разширяват обсега на приложение на различните подводни устройства, като едновременно с това се увеличават изискванията към тяхната пропускателна способност и производителност. Използването на готови решения от теорията за радиоелектронно противодействие при радиоканали за свързка, включително и при определяне на съществените признаци, по които да се извършва класификация, не е ефективно, защото параметрите на хидроакустичният и атмосферният канали за комуникация се различават значително. При създаване на система за класификация, съответстваща принципите на иновативност, изчерпателност и универсалност, тя трябва да бъде подкрепена от резултатите, получени от съвременните научни изследвания, експерименти и практически резултати.*

**Ключови думи:** *класификация, метод, смутител, подводна комуникация, сигурност, подводни нарушители, критерии, подводни автономни роботи, заглушаване.*

## CLASSIFICATION OF THE METHODS OF THE WORK OF JAMMER OF UNDERWATER COMMUNICATION SYSTEMS

NIKOLAY GUEORGUIEV, ALEKSANDAR KOLAROV

**Abstract:** *As an effective management tool for underwater communication systems develop and expand the scope of application of various underwater devices, while increasing requirements to the available bandwidth and performance. The use of ready-made solutions from theory countermeasure in radio channels for communication, including in determining the essential features which take place classification is not effective, because the parameters of acoustic and atmospheric channels vary considerably. When creating a classification system appropriate to the principles of innovation, comprehensiveness and universality to be supported by the results obtained from modern scientific research, experiments and practical results.*

**Key words:** *classification, method, jammer, underwater communication, security, underwater intruders, criterion, AUVs, jamming.*

### 1. Въведение

Като ефективно средство за управление, системите за подводна комуникация развиват и разширяват обсега на приложение на различните подводни устройства, като

едновременно с това се увеличават изискванията към тяхната пропускателна способност и производителност. Много от използваните както във военната, така и в гражданската сфера изделия изискват обмен на информацията в реално време, например между

подводници или автономни безпилотни подводни апарати, и то не само в направление от точка до точка, а и работа в мрежа между голям брой абонати. Най-вероятният сценарий за използване на модерна подводна комуникационна система е, че тя ще осигурява работа в мрежа за обмен на информация, състояща се от команди за управление, телефонна, телеметрична и видео информационен поток, между два стационарни и няколко подвижни обекта [1].

За постигането на тези цели, съвременните изследвания в направлението на подводните комуникации се фокусират върху разработването на ефективни алгоритми за обработка на хидроакустическите сигнали, за нови методи и схеми за модулиране и кодиране и за защита на достъпа до информацията, разпространявана по хидроакустически канали за свързка в основните използвани честотни диапазони [2]. Едновременно с това се разработват подходящи мрежови протоколи за адресиране на съобщенията между абонатите, отговарящи на сравнително големите закъснения на сигналите и ниските нива сигнал/шум, а при обработване на изображения – алгоритми за компресиране на данни, подходящи за получаване на информация за ниско контрастни обекти по хидроакустически канали за връзка с ограничена честотна лента. Постигнатите резултати за пропускна способност на информацията и за надеждност на канала при нейния обмен, както и вероятността за грешка при нейното възпроизвеждане, варират в съвременните типове системи за подводна комуникация, но винаги са зависими от ограничената честотна лента на канала [3].

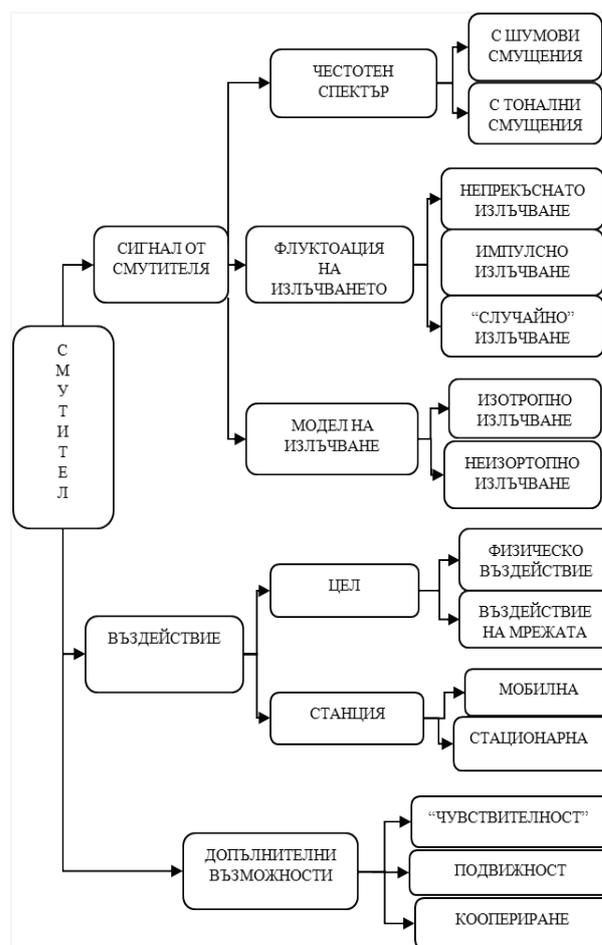
В основата на успеха на всяка операция на подводни диверсионни сили и средства /ПДСС/ или терористични действия под вода стоят скритостта и внезапността, наличието на актуална и вярна разузнавателна информация за конкретната обстановка, възможностите за предварително маркиране на района в навигационно отношение и за осигуряване на устойчива система за бойно управление на всички етапи. Ефективното противодействие на подводните комуникации води до нарушаване на бойното управление на тактическата група бойни пливци и до прекратяване изпълнението на поставената им задача или редуциране ефективността на действията им в значителни граници. Сриването на подводните комуникации с и между автономни подводни плавателни средства и роботи и на прибори, с предназначение за навигационно и

разузнавателно осигуряване, разположени на дъното, дрейфувачи или закотвени под водата, ги прави неуправляеми и неефективни.

За въздействие върху подводни комуникации използването на готови решения от теорията за радиоелектронно противодействие /РЕП/ при радиоканали за свързка, включително и при определяне на съществените признаци по които да се извършва класификация, не е ефективно, защото параметрите на хидроакустичния и атмосферният канали за комуникация се различават значително.

## 2. Изложение

При създаване на система за класификация е целесъобразно да се спазват принципите на иновативност, изчерпателност и универсалност, които да се подкрепят от резултати, получени при съвременни научни изследвания, експерименти и практически резултати [4].



Фиг. 1 Класификация на методите на работа на смутител на подводни комуникации

На Фиг.1 е показана класификация, обхващаща типа на сигналите, с който се извършва заглушаването, целта на заглушаване и допълнителни възможности, които могат да подсилват ефекта на заглушаването[4,5].

Класификацията на типа на сигналите, които се използват за подавяне на системите за подводна комуникация, могат най-общо да бъдат категоризирани в три аспекта:

- спектър на сигнала;
- времева вариация на сигнала ;
- пространствен модел на зоната на излъчване (диаграма на насоченост на антената на смутителя).

В областта на честотния спектър, сигналите излъчвани от смутителят могат да бъдат класифицирани като шумоподобни и тонални.

Шумовото заглушаване (Noise Jamming) има широчина на честотната лента равна или по-голяма от честотната лента на приемника на комуникационни сигнали, а тоналното излъчва сигнал в тясна честотна лента, съответстваща само на значима (основна) част от спектъра на информационните сигнали.

Заглушаването с шумоподобни сигнали също може да се раздели на две основни групи:

- преградно (широколентово) заглушаване (barrage jamming);
- прицелно заглушаване, накриващо само част от честотната лента (spot jamming).

Тоналното заглушаване (Tone jamming) е енергоспестяваща стратегия за използване на смутител на подводни комуникации, като се цели заглушаване само на критични за приемника на абоната честоти (например съответстващи на честотите на модулиране и излъчване на определени често използвани гласни звукове при речеви подводни комуникации) или на носещата честота. Възможните варианти са излъчване само на един тон (single-tone jamming) или на няколко тона (multipletone jamming) в зависимост от типа на модулация на комуникационния сигнал или на броя на абонатите.

Работата на смутителя на подводни комуникации с цел намаляване на консумацията на енергия може да варира във времето, като вместо да излъчва постоянно, редува периоди на излъчване с периоди на пауза по определена програма. Възможните варианти, показани на схемата, са:

- непрекъснато излъчване (Constant Jamming);
- импулсно излъчване с фиксирана продължителност на импулсите и

период на пауза между тях (Pulse jamming);

- излъчване на импулси, чиято продължителност и период на повторение се подчинява на случаен закон (random jamming).

Във водното пространство смутителите могат да излъчват ненасочено (isotropic jamming) като използват ненасочена антена или в определен телесен ъгъл (non-isotropic jamming), съответстващ на формираната пространствена диаграма на насоченост на хидроакустическата антена. Ненасоченото излъчване обикновено осигурява зона на подавяне с ширина  $360^\circ$  в хоризонталната плоскост и  $60^\circ \div 80^\circ$  - във вертикалната плоскост.

Коефициентът на концентрация на енергията при по-тясна диаграма на насоченост позволява излъчването на сигнали с по-голяма акустическа мощност при равни други условия, което прави използването на смутител на подводни комуникации с насочена антена по-ефективно и по-ефикасно, но това зависи и от предназначението и тактиката на използване на типа смутител. Когато предварително се знае точното местоположение на целта неизотропното заглушаване е значително по-ефективно [6].

От гледна точка на обекта, върху който се планира да бъде въздействано със смутител при заглушаване на подводни комуникации, може да се използват за класификация два основни случая – на въздействие върху хидроакустическия канал за свързка, по който преминават информационните сигнали, и на въздействие върху станциите за комуникация, които могат да бъдат предаватели, приемопредаватели, приемници, базови станции, ретранслатори и т.н.

От своя страна въздействието върху хидроакустическия канал за свързка може да се реализира посредством изменение на физическите му свойства (physical layer), характеризиращи пропускната му способност, или, когато комуникационната верига е построена на мрежов принцип, въздействие върху елемент от преносната верига (link layer) с цел да се прекъсне или блокира прохождението на информацията. Докато в първия случай, който е традиционен при проектирането на смутители, въздействието може да бъде регистрирано своевременно, при вторият въвеждането на определени вредни сигнали в комуникационните мрежи, включително и сензорните елементи, има свойството на мултиплициране и може да

доведе до пълното блокиране на системите за обмен на информацията без възможност за ефективно предприемане на коригиращи мерки.

Въздействието на сигналите от смутителя на подводни комуникации зависи от мястото, което заема атакувания елемент в комуникационната верига или мрежа. Когато топографията на мрежата не предвижда използването на базова станция, през която преминават всички комуникационни направления между потребителите (например в wireless ad-hoc network), въздействието върху нея не е от критично значение. Когато обаче е предвидена, което е практика в подводните гласови комуникации с или между водолази, заглушаването на нейната работа е от решаващо значение за прекъсването на комуникациите. Опитът показва, че заглушаването на стационарните базови станции (Base-station jamming) в комуникационните мрежи носи по-големи загуби в информационно отношение отколкото при мобилните станции (mobile station jamming) [7].

Въвеждането при класификацията на смутителите на подводни комуникации на предвидените допълнителни възможности е защото при някои типови смутители наличието им увеличава значително техните възможност. Обикновено тези “допълнителни възможности” се предлагат като опция към съществуващите базови модели смутители.

Първата от тях може да бъде дефинирана като чувствителност (Sensing Ability). Така наречените реактивни смутители (reactive jammer), които реагират на откриването на сигнали в морското пространство, които могат да бъдат определени като комуникационни, притежават това свойство “чувствителност”. Когато хидроакустическият канал не се използва за комуникация между отделните потребители или възли в мрежова структура, този тип смутител не излъчва никакви сигнали. Той започва да работи само след началото на процеса на комуникация и по тази причина неговото откриване е трудно. Освен това консумацията на енергия при него е значително по-малка и тя се използва рационално, което значително повишава автономността на смутителя.

Съществуват подвижни смутители на подводни комуникации, които независимо че изразходват повече енергия, могат да сменят позицията си по зададен алгоритъм, което ги прави физически трудно откриваеми. Когато такъв тип смутител въздейства върху мрежова структура, той може сменяйки позицията си да

въздейства върху различни възли, което противодейства на алгоритмите на системата за възстановяване и пре маршрутизиране на потоците информация. Формата на осъществяване на подвижност може да бъде различна за различните типове смутители – дънни, дрейфувачи, плаващи, буксируеми, котвени и др. Някои дънни смутители могат да сменят автономно позициите си, други като дрейфувачите се движат според движението на водните маси, а буксируемите – според траекторията на движителя им.

Когато няколко смутителя на подводни комуникации са разположени на позиции в една зона на действие (на входа на пристанище, около котвена стоянка, за защита на минно поле и др.) те могат да бъдат програмирани, ако съществува техническа възможност, да кооперират (съгласуват) своята работа или не. В случай на осъществяване на въздействие срещу обект за заглушаване, те могат да комуникират помежду си и да се адаптират динамично към променящата се среда, както и да синхронизират своята работа.

### 3. Заключение

На основание задачите, поставяни пред подводните пливци, и в предвид високата степен на неопределеност на времето и района за тяхното използване, е целесъобразно заглушаване на подводните комуникации между водолази и между базова станция и водолази да се планира и реализира за противодействие при провеждане от противника или терористични групи на операции за непосредствено въздействие [8,9]. Конкретните критерии и показатели за качеството на използваните средства за заглушаване могат да се определят чрез прилагане на общия подход, отнасящ се до ситеми за защита на обекти от критичната инфраструктура.

Обектите на защита в този случай ще се явяват военни и граждански кораби и плавателни средства на котва в рейдовете и на кейовете в пристанищата, както и на нефтени платформи в морето, обекти и елементи от крайбрежната критична инфраструктура, хидротехнически и брегови съоръжения в пристанища и военноморски бази, мостове и др. При определени условия обект на защита могат да бъдат и морски отбранителни минни заграждения при провеждане на операции от подводни пливци по тяхното скрито обозначаване или разминиране.

От анализа на тактиката на използване на автономни подводни плавателни средства и роботи, може да се направи извод, че е целесъобразно смутител на подводни комуникации да се използва за противодействие на мероприятията, провеждани от противника в рамките на противоминна борба в акваториите на пристанища, военноморски бази рейдове и котвени стоянки, и за събиране на разузнавателна информация от системата за хидроакустическото разузнаване.

Обект на защита от действията на AUVs ще се явяват основно собствените минни заграждения – активни и отбранителни, като смутителите се интегрират или между мините, или в конструктивно в бойното тяло на част от тях.

Позицията на смутителя при различните варианти на бойно използване може както да бъде между абонатите на подводния комуникационен канал, така и в страни от тях. Това зависи от дистанцията на регистриране на подводната комуникация, т.е. между разузнавателния приемник, който може да бъде отделно от смутителя или вграден в него, и излъчвателя. При най-неблагоприятния вариант позицията на смутителят е да бъде на равно разстояние между абонатите. Във всички други случаи разстоянието между него и който и да е от абонатите ще бъде по-малко и той ще се заглушава с по-голяма вероятност. Затова оценяването на ефективността на процеса на заглушаване трябва да се извършва за половината от гарантираното разстояние за типа подводно комуникационно средство.

Анализът на условията, в които ще се осъществява бойното използване на смутителя на подводни комуникации като висока степен на неопределеност на място в пространството, тип, носител и технически параметри на системите за подводна комуникация, както и целесъобразното условие той да бъде универсален по отношение на целта и системите за заглушаване, и в съответствие с предложената и показана на Фиг.1 класификация на методите на работа на смутители на подводни комуникации, показват, че той трябва:

- да е от реактивен тип (reactive jammer), които да реагира на откриването на сигнали в морското пространство. При определени условия е целесъобразно откриването да бъде извършвано от друго средство за регистриране факта на подводна цел, която може или извършва подводна комуникация – пасивен или

активен сонар, радиолокационна станция, оптико-електронни средства и др.;

- да излъчва тонални смущения;

- да излъчва серия от импулси (импулсно излъчване);

- да осигурява заглушаване на мобилни и стационарни станции като въздейства на комуникационната мрежа (верига);

- в зависимост от позиционирането и задачите, да осигурява изотропно или неизотропно излъчване, като основен вариант е първия – ненасочено излъчване в хоризонталната плоскост и насочено във вертикалната;

- да осигурява така наречения “умен” (smart) алгоритъм на изработване на заглушаващите сигнали, при който синтезатор изработва “подобни” мощни импулсни сигнали, които заедно с обкръжаващия шум не позволяват приемника на заглушаваната система да работи при ефективен праг на откриване на предаваните сигнали.

## ЛИТЕРАТУРА

1. *Защита на пристанища и плавателни средства от надводни и подводни терористични нападения. Проучване и технически насоки.*, Институт по метелознание, съоръжения и технологии с център по хидро- и аеродинамика - БАН, 2011 г.
2. Георгиев Николай Л., Колев Стоян Георгиев, *Изследване на възможните честотни диапазони за работа на системи за управление на подводни обекти в плитко море* - НС Национален Военен университет, В Търново, 3-4 юни 2014 г., ISSN 1314-1937.
3. R.Coates, *Underwater Acoustic Systems*, New York: Wiley, 1989.
4. Георгиев Николай Л., Върбанов Владимир Д., *Класификация на сензорите от системите за защита на критични инфраструктурни обекти като източници на информация* - Доклад на НС 2012 на НВУ „Васил Левски”, факултет „Артилерия, ПВО и КИС”
5. J.G.Proakis, *Digital Communications*, New York: Mc-Graw Hill, 2001.
6. D. Welch and S. Lathrop, “Wireless security threat taxonomy,” in Information Assurance Workshop, 2003.
7. R. A. Poisel, *Modern Communications Jamming Principles and Techniques*. Artech House, Inc., 2004.

8. Стойчев К., Попов А., Личков Н., *Технологии и системи за борба срещу тероризма (Technologies and systems against terrorism)* – София, ноември 2012, ИМСТЦХА – Учебник. ИМСТЦХ, София, 2012, ISBN 978-954092552-5-6.
9. A. Wood, J. Stankovic, and G. Zhou, "Deejam: Defeating energyefficient jamming in ieee 802.15.4-based wireless networks," in *Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks*, 2007.
10. Георгиев Николай Л., *Критерии за качеството на системи за защита на обекти от критичната инфраструктура* - Четвърта национална конференция с международно участие „Металознание, хидро- и аеродинамика, национална сигурност ’2014“, София, 23 - 24 октомври 2014 г.
11. Георгиев Николай Л., *Показатели за качеството на модули за защита на обекти от критичната инфраструктура* - Четвърта национална конференция с международно участие „Металознание, хидро- и аеродинамика, национална

сигурност ’2014“, София, 23 -24 октомври 2014 г.

Контакти:

1. Николай Георгиев  
Адрес: София 1574, ул. "Шипченски проход" 67. Институт по металознание, съоръжения и технологии „Акад. Ангел Балеvски“ с Център по хидро- и аеродинамика – БАН,  
тел: (+359 2) 46-26-250  
факс: (+359 2) 46-26-202  
E-mail: niki0611@abv.bg

2. Александър Коларов  
Адрес: 9003 Варна, кв. Аспарухово, ул. "Уилям Фруд" № 1, п.к. 58. Център по хидро-и аеродинамика.  
тел.: + 359 52 370 512  
факс: + 359 52 370 514  
E-mail: aleksandar\_kolarov@abv.bg



## СИНТЕЗИРАНЕ НА БЧХ-КОДОВЕ, ОТКРИВАЩИ И КОРИГИРАЩИ ДВУКРАТНИ ГРЕШКИ

АДРИАНА БОРОДЖИЕВА

**Резюме:** В публикацията се описва процесът на построяване на контролната матрица на БЧХ-код с параметри  $n = 7$ ,  $k = 1$ ,  $2r = 6$  при зададен неразложим примитивен полином. Впоследствие е илюстриран процесът на откриване на двукратна грешка, т.е. откриване на позициите на двата сгрешени символа въз основа на така построената контролна матрица. Материалът намира приложение в учебния процес по дисциплината „Кодиране в телекомуникационните системи”, включена като избираема в учебния план на специалност „Телекомуникационни системи” за образователно-квалификационна степен „Бакалавър”.

**Ключови думи:** кодиране, декодиране, БЧХ-кодове, контролна матрица, откриване и коригиране на грешки

## SYNTHESIS OF BCH-CODES DETECTING AND CORRECTING TWO-SYMBOLS ERRORS

ADRIANA BORODZHIEVA

**Abstract:** The paper describes the process of constructing the control matrix of BCH-codes with parameters  $n = 7$ ,  $k = 1$ ,  $2r = 6$  when given the irresolvable primitive polynomial. Subsequently the process of detecting two-symbols errors, i.e. determining the positions of the two wrong symbols, based on the control matrix built is illustrated. The material is used in the course “Coding in Telecommunication Systems”, included as optional in the curriculum of the specialty “Telecommunication Systems” for the Bachelor degree.

**Key words:** encoding, decoding, BCH-codes, control matrix, error detection and correction

### 1. Основни положения

Известно е, че кодовете на Хеминг [1, 6] позволяват откриването на всички възможни единични грешки, възникнали в кодовите думи по време на комуникационния сеанс. Имайки предвид ценните свойства на кодовете на Хеминг [1, 5, 6], напълно естествено през 1950 г. е възникнал проблемът за обобщаване на идеята на Хеминг с цел създаването на кодове, които откриват и коригират всички възможни единични, двойни и т.н.  $s$ -кратни грешки. Този проблем е бил решен от Хоквингем през 1959 г. и от екипа на Боуз и Чоудхури през 1960 г., които са работили независимо. По тази причина

изобретените от посочените изследователи кодове носят тяхното име, т.е. кодове на Боуз-Чоудхури-Хоквингем или съкратено БЧХ-кодове. Те са обект на по-детайлно разглеждане в настоящата публикация.

Всъщност, Боуз, Чоудхури и Хоквингем достигат до откриването на БЧХ-кодовете след детайлен анализ на механизма на определяне на локаторите на грешките при кодовете на Хеминг.

БЧХ-кодовете намират много широко приложение в съвременните комуникационно-информационни системи [3, 4, 5, 6].

## 2. Кодиране и декодиране с използване на БЧХ-кодове

Обект на разглеждане в настоящата публикация са БЧХ-кодовете, в частност построяването на контролна матрица и откриването на позициите на сгрешените символи в кодовата дума, като процесите са илюстрирани със следния пример [6].

**Пример:** Да се построи контролната матрица за БЧХ-код при  $n=7$  (брой на символите в кодовата дума),  $k=1$  (брой на информационните символи),  $2r=6$  (брой на контролните символи), който открива и коригира двукратна грешка. При синтеза да се използва неразложимият примитивен полином  $f(x)=x^3+x+1$ . Да се илюстрира откриването и коригирането на двукратна грешка.

Първата стъпка при синтезиране на БЧХ-кодовете е построяването на подходящо крайно сложно алгебрично поле, чийто порядък е  $q=2^r$  и е прието да се бележи с  $GF(2^r)$ .

Елементите на полето  $GF(2^r)$  са всички полиноми от вида:

$$c(x) = c_{r-1} \cdot x^{r-1} + c_{r-2} \cdot x^{r-2} + \dots + c_1 \cdot x + c_0 \cdot x^0, \quad (1)$$

чиито коефициенти  $c_i, i=0,1,\dots,r-1$  са само  $\{0, 1\}$ . Като се има предвид, че  $x^0=1$ , числата  $\{0, 1\}$  се представят с полиномите:

$$1 = 0 \cdot x^{r-1} + 0 \cdot x^{r-2} + \dots + 0 \cdot x + 1 \cdot x^0, \quad (2)$$

$$0 = 0 \cdot x^{r-1} + 0 \cdot x^{r-2} + \dots + 0 \cdot x + 0 \cdot x^0. \quad (3)$$

Сумата и разликата на два полинома:

$$c_1(x) = \sum_{i=0}^{r-1} c_{1,i} \cdot x^i, \quad (4)$$

$$c_2(x) = \sum_{i=0}^{r-1} c_{2,i} \cdot x^i, \quad (5)$$

които са елементи на  $GF(2^r)$ , се дефинира с равенството:

$$c_3(x) = c_1(x) + c_2(x) = \sum_{i=0}^{r-1} (c_{1,i} \oplus c_{2,i}) \cdot x^i. \quad (6)$$

Следователно, два полинома, които са елементи на разширено крайно поле  $GF(p^r)$ , се събират или изваждат като поелементно се събират или изваждат по модул  $p$  коефициентите на полиномите.

При умножението на два полинома, представляващи елементи на сложното крайно поле  $GF(p^r)$ , се използва полином  $f(x)$  от  $r$ -та степен, който е неразложим и примитивен над простото поле  $GF(p)$ . Всъщност операцията умножение в крайното поле  $GF(p^r)$  се реализира като произведението  $c_3(x) = c_1(x) \cdot c_2(x)$  на полиномите  $c_1(x)$  и  $c_2(x)$  се привежда по модул  $f(x)$ . Привеждането по модул  $f(x)$  се извършва като се използва следния факт, известен от теорията на крайните алгебрични полета. Нека  $\theta$  е нула на  $f(x)$  (т.е.  $f(\theta)=0$ ). Тогава последователните степени на  $\theta$ , а именно  $\theta, \theta^2, \theta^3, \dots, \theta^{p^r-1}$ , представляват всички ненулеви елементи на полето  $GF(p^r)$  (евентуално в разбъркан ред), като винаги е изпълнено  $\theta^{p^r-1}=1$ . Нека като примитивен и неразложим полином се използва полиномът  $f(x)=x^3+x+1$ . Тогава е изпълнено (като за простота на записа ще бъде използвано, че  $\theta$  е стойност на  $x$ , т.е.  $x=\theta$ ):

$$\begin{aligned} x^0 &= 1; x^1 = x; x^2 = x^2; x^3 = x+1; \\ x^4 &= x \cdot x^3 = x^2 + x; \\ x^5 &= x \cdot x^4 = x^3 + x^2 = x^2 + x + 1; \\ x^6 &= x \cdot x^5 = x^3 + x^2 + x = x^2 + 1; \\ x^7 &= x \cdot x^6 = x^3 + x = 1; \dots \end{aligned} \quad (7)$$

Стойностите на степените на  $x$  от горния безкраен ред се получават като се отчита, че операциите събиране и умножение в полето  $GF(2^r)$  се извършват по модул 2 и по модул  $f(x)$ . Последното означава, че всяка степен на  $x$ , която е равна или по-висока от степента на  $f(x)$ , трябва да се раздели на  $f(x)$  и да се „използва“ само полученият остатък. В разглеждания случай степента на  $f(x)$  е 3 и се извършват следните стъпки:

1) Степените на  $x$ :  $x^0=1, x^1, x^2$  са по-ниски от степента на  $f(x)$  и не претърпяват редукция.

2) Степента  $x^3$  е равна на степента на  $f(x)$  и се редуцира чрез деление на  $f(x)$  и „вземане“ само на остатъка:

$$\begin{array}{r} x^3 \\ \underline{x^3 + x + 1} \\ x^3 + x + 1 \\ \underline{\phantom{x^3 + x + 1}} \\ x + 1 \end{array} \quad (8)$$

Следователно, частното е 1, а остатъкът е  $x+1$ , т.е.  $x^3 = x+1$ .

3) Въз основа на резултата от предходната стъпка се установява, че  $x^4 = x^3 \cdot x = (x+1) \cdot x = x^2 + x$ .

4) За  $x^5$  аналогично се получава, че  $x^5 = x^4 \cdot x = (x^2 + x) \cdot x = x^3 + x^2$ . Степента на получения израз пак е равна на степента на  $f(x)$  и се редуцира чрез деление на  $f(x)$  и „вземане“ само на остатъка:

$$\frac{x^3 + x^2}{x^2 + x + 1} = \frac{x^3 + x + 1}{1} \quad (9)$$

Следователно, частното е 1, а остатъкът е  $x^2 + x + 1$ , т.е.  $x^5 = x^2 + x + 1$ .

Процесът на редуциране на степените променливата  $x$  продължава до достигане на  $x^{2^r-1}$ , защото  $x^{2^r-1} = 1$ . След това процесът се повтаря.

Описаният процес на редуциране може да се извърши много лесно, ако на всяка стъпка се отчита, че  $x^3 = x+1$ .

Следователно, елементите на полето  $GF(2^r)$  са всички възможни остатъци, които се получават при делението на произволен полином  $g(x)$  с полином  $f(x)$ , „пораждащ“ полето, като сумирането и умножаването на коефициентите се извършва по модул 2. В разглеждания случай всички възможни остатъци са  $2^r = 2^3 = 8$  и те са  $0, 1, x, x+1, x^2, x^2+1, x^2+x, x^2+x+1$ .

На ненулевите елементи от  $GF(2^3)$ ,  $x^0, x^1, \dots, x^6$ , се съпоставят следните вектори-стълбове:

$$x^0 = 1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, x^1 = x = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, x^2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (10a)$$

$$x^3 = x+1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, x^4 = x^2+x = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (10b)$$

$$x^5 = x^2+x+1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, x^6 = x^2+1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (10c)$$

Оттук се вижда каква ще е контролната матрица, така че да е изпълнено условието  $H_{ид} = H_{иГ}^3$ , където  $H_{иГ}$  е двоичният код на числото  $i$ , а  $H_{ид}$  трябва да е  $i^3$ , като тук векторите-стълбове се считат за елементи на крайно алгебрично поле, прието да се нарича поле на Галоа  $GF(2^r)$ . В случая  $r=3$  и следва да се използва  $GF(2^3)$ . Използвани са следните означения: Г – горна половина на контролната матрица; Д – долна половина.

$$H_{1Г} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = 1 \Rightarrow H_{1Д} = H_{1Г}^3 = 1^3 = 1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (11)$$

$$H_{2Г} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = x \Rightarrow H_{2Д} = H_{2Г}^3 = x^3 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (12)$$

$$H_{3Г} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = x^3 \Rightarrow H_{3Д} = H_{3Г}^3 = (x^3)^3 = x^9 = \underbrace{x^7}_{1} \cdot x^2 = x^2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (13)$$

$$H_{4Г} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = x^2 \Rightarrow H_{4Д} = H_{4Г}^3 = (x^2)^3 = x^6 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (14)$$

$$H_{5Г} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = x^6 \Rightarrow H_{5Д} = H_{5Г}^3 = (x^6)^3 = x^{18} = \underbrace{x^7}_{1} \cdot \underbrace{x^7}_{1} \cdot x^4 = x^4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (15)$$

$$H_{6Г} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = x^4 \Rightarrow H_{6Д} = H_{6Г}^3 = (x^4)^3 = x^{12} = \underbrace{x^7}_{1} \cdot x^5 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (16)$$

$$H_{7\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = x^5 \Rightarrow H_{7\Delta} = H_{7\Gamma}^3 = (x^5)^3 =$$

$$= x^{15} = \underbrace{x^7}_1 \cdot \underbrace{x^7}_1 \cdot x^1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Крайният резултат за контролната матрица е:

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Нека има грешка в трети и пети символ на кодовата дума, тогава синдромът ще бъде:

$$S = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

В резултат се съставя система от две уравнения с две неизвестни  $Y_1, Y_2$ , показващи номерата на позициите, където са възникнали двете грешки:

$$\begin{cases} Y_1 + Y_2 = S_\Gamma \\ Y_1^3 + Y_2^3 = S_\Delta \end{cases}, \text{ където } S = \begin{bmatrix} S_\Gamma \\ S_\Delta \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$S_\Gamma = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, S_\Delta = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Първото уравнение на системата се удовлетворява в следните случаи: **1)** сгрешени са първи и седми символ; **2)** сгрешени са втори и четвърти символ; **3)** сгрешени са трети и пети символ. Единствено за третия случай се удовлетворява и второто уравнение на системата. Тези твърдения могат да се обосноват много лесно чрез сумиране по модул 2 на горните и долните половини на съответните стълбове в контролната матрица:

**1)** сгрешени са първи и седми символ:

$$S_\Gamma = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; S_\Delta = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (22)$$

**2)** сгрешени са втори и четвърти символ:

$$S_\Gamma = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; S_\Delta = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (23)$$

**3)** сгрешени са трети и пети символ:

$$S_\Gamma = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; S_\Delta = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \oplus \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

След решаване на системата се определят  $Y_1, Y_2$  и се коригират символите, разположени на тези позиции. Преди решаването на системата се проверява дали е изпълнено:  $S_\Delta = S_\Gamma^3$ , защото равенството показва, че е възникнала само единична грешка на позиция  $Y_1 = Y_2 = S_\Gamma$ .

Синдромът  $S = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  показва, че няма грешки.

### 3. Приложение на методиката в учебния процес

Така представената методика за синтез на БЧХ-код, т.е. за построяване на контролната матрица и откриване на позициите на двата сгрешени символа в кодовата дума се използва в учебния процес по дисциплината „Кодиране в телекомуникационните системи”, включена като избираема в учебния план на специалността „Телекомуникационни системи”, за студенти от образователно-квалификационната степен „Бакалавър”. С цел по-добре усвояване на преподавания материал се прилагат активни методи на обучение, като на всеки студент се задава индивидуално задание, което той трябва да реши по време на практическото упражнение и да представи на преподавателя в края на часа.

По време на практическото упражнение по темата за БЧХ-кодовете, студентите трябва да построят контролната матрица на БЧХ-код с параметри  $n = 7, k = 1, 2r = 6$ , който открива и коригира двукратна грешка. При синтеза трябва да се използва неразложимият примитивен полином  $f(x) = x^3 + x^2 + 1$ , като при решаването на задачата се записват  $x^0, x^1, \dots, x^6, x^7, \dots, H_{\Gamma}, H_{\Delta} = H_{\Gamma}^3$ . Тази част от задачата се явява обща

за всички студенти, но при така зададените параметри на БЧХ-кода (стойностите за  $n$ ,  $k$  и  $r$ ), съществуват само два неразложими примитивни полинома, като единият от тях служи за основа при построяване на БЧХ-код в методиката, пояснявана по време на упражнението [6].

При така зададеното условие за БЧХ-кода се получават следните резултати:

$$x^0 = 1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, x^1 = x = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, x^2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (25a)$$

$$x^3 = x^2 + 1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, x^4 = x^2 + x + 1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (25b)$$

$$x^5 = x + 1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, x^6 = x^2 + x = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (25c)$$

$$H_{1\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = 1 \Rightarrow H_{1Д} = H_{1\Gamma}^3 = 1^3 = 1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (26)$$

$$H_{2\Gamma} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = x \Rightarrow H_{2Д} = H_{2\Gamma}^3 = x^3 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (27)$$

$$H_{3\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = x^5 \Rightarrow H_{3Д} = H_{3\Gamma}^3 = (x^5)^3 =$$

$$= x^{15} = \underbrace{x^7}_1 \cdot \underbrace{x^7}_1 \cdot x^1 = x^1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (28)$$

$$H_{4\Gamma} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = x^2 \Rightarrow H_{4Д} = H_{4\Gamma}^3 = (x^2)^3 =$$

$$= x^6 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (29)$$

$$H_{5\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = x^3 \Rightarrow H_{5Д} = H_{5\Gamma}^3 = (x^3)^3 =$$

$$= x^9 = \underbrace{x^7}_1 \cdot x^2 = x^2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (30)$$

$$H_{6\Gamma} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = x^6 \Rightarrow H_{6Д} = H_{6\Gamma}^3 = (x^6)^3 =$$

$$= x^{18} = \underbrace{x^7}_1 \cdot \underbrace{x^7}_1 \cdot x^4 = x^4 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (31)$$

$$H_{7\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = x^4 \Rightarrow H_{7Д} = H_{7\Gamma}^3 = (x^4)^3 =$$

$$= x^{12} = \underbrace{x^7}_1 \cdot x^5 = x^5 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Крайният резултат за контролната матрица е:

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Освен това, студентите трябва да определят кои два символа са сгрешени, ако синдромът на приетата кодова комбинация е известен, т.е.  $S = [\dots \dots \dots \dots \dots \dots]^T$  е зададен предварително. Тази част на задачата е строго индивидуална и съществуват 21 различни варианта, достатъчно като брой за студентите, изучаващи избираемата дисциплина „Кодиране в телекомуникационните системи”.

В таблица 1 са представени данните за всички 21 възможни варианта за синдром при така зададените параметри на БЧХ-кода. Тези варианти се прилагат в учебния процес – за усвояване на метода за откриване на позициите на двата сгрешени символа в кодовата дума при използване на БЧХ-код.

**Таблица 1.** Откриване на позициите на грешните символи при използване на БЧХ-код

№	Синдром	Сгрешени символи
1	$S = [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1]^T$	3 и 6
2	$S = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]^T$	1 и 6
3	$S = [0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]^T$	2 и 4
4	$S = [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]^T$	3 и 7
5	$S = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$	4 и 5
6	$S = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]^T$	5 и 6
7	$S = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$	4 и 6
8	$S = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]^T$	2 и 7
9	$S = [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1]^T$	3 и 5
10	$S = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]^T$	2 и 5
11	$S = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T$	6 и 7
12	$S = [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1]^T$	1 и 5
13	$S = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]^T$	4 и 7
14	$S = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]^T$	1 и 3
15	$S = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$	2 и 6
16	$S = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]^T$	3 и 4
17	$S = [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$	1 и 7
18	$S = [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	2 и 3
19	$S = [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	1 и 4
20	$S = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	5 и 7
21	$S = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T$	1 и 2

#### 4. Заключение

В публикацията е представена методика за построяване на контролната матрица на БЧХ-код с параметри  $n = 7$ ,  $k = 1$ ,  $2r = 6$  при зададен неразложим примитивен полином. Въз основа на така построената контролна матрица е илюстриран принципът на откриване на позициите на двата сгрешени символа при зададен синдром на грешката. Приложени са резултатите от откриването на позициите на двата сгрешени символа при използване на БЧХ-код за всички 21 възможни варианта на синдрома, при различни случаи на възникнали грешки в кодовата дума. Материалът намира приложение в учебния процес по дисциплината „Кодиране в телекомуникационните системи”, включена като избираема в учебния план на специалността „Телекомуникационни системи”, за студенти от образователно-квалификационна степен „Бакалавър”.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Блейхут, Р. (1986). *Теория и практика кодов, контролиращи грешки*. Перевод с англ. И.И. Грушко и В.М. Блиновского, Москва, Мир.
2. Пенчева, Е. (2000). *GSM комуникации*. София, Нови знания.
3. Попов, М.К. (1998). *Клетъчни радиотелефонни системи*. София, Свети Георги Победоносец.
4. Proakis, J.G. (1989). *Digital Communications*. McGraw-Hill.
5. Sklar, B. (2002). *Digital Communications. Fundamental and Applications* (Second Edition). Prentice Hall PTR.
6. [ecet.ecs.uni-ruse.bg/else](http://ecet.ecs.uni-ruse.bg/else) – при факултет ЕЕА, специалност ТКС, дисциплина КТКС.

#### Контакти

Адрес: Русе 7017, ул. „Студентска” № 8,  
 Русенски университет „Ангел Кънчев”,  
 катедра „Телекомуникации”  
 E-mail: [aborodjieva@ecs.uni-ruse.bg](mailto:aborodjieva@ecs.uni-ruse.bg)



## КОДИРАНЕ И ДЕКОДИРАНЕ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА КОД НА РИЙД-СОЛОМОН ПРИ ВЪВЕЖДАНЕ НА ГРЕШКА В ДВА СИМВОЛА

АДРИАНА БОРОДЖИЕВА

**Резюме:** В публикацията се описват процесите на кодиране и декодиране при използване на код на Рийд-Соломон, който позволява да се открива и коригира пакет от грешки. Даден е пример за построяване на генераторен полином на кода на Рийд-Соломон, чрез който ще се откриват и коригират грешки, възникнали в два символа на кодовата дума, като тези символи могат да са поредни, т.е. в поредица от 6 последователни бита. Илюстриран е процесът на кодиране на 9-битова информационна дума. След въвеждане на грешки в два символа се илюстрират и процесите на откриване и коригиране на грешките, както и декодирането. Материалът намира приложение в учебния процес по дисциплината „Кодиране в телекомуникационните системи“, включена като избираема в учебния план на специалност „Телекомуникационни системи“ за образователно-квалификационна степен „Бакалавър“.

**Ключови думи:** кодиране, декодиране, кодове на Рийд-Соломон, откриване и коригиране на грешки

## ENCODING AND DECODING USING REED-SOLOMON CODES WITH TWO-SYMBOLS ERRORS

ADRIANA BORODZHIEVA

**Abstract:** The paper describes the processes of encoding and decoding using Reed-Solomon codes, which allow detecting and correcting packets of errors. An example of constructing a generator polynomial of Reed-Solomon code, which will detect and correct errors occurring in two symbols of the codeword, as these symbols may be consecutive, i.e. in a series of 6 consecutive bits, is given. The process of encoding a 9-bit information word is illustrated. After introducing errors in two symbols in the codeword, the processes of detecting and correcting errors in the codeword, and decoding are illustrated. The material is used in the course “Coding in Telecommunication Systems”, included as optional in the curriculum of the specialty “Telecommunication Systems” for the Bachelor degree.

**Key words:** encoding, decoding, Reed-Solomon codes, error detection and correction

### 1. Основни положения

Кодовете на Рийд-Соломон са недвоични кодове, които намират голямо приложение в съвременните комуникационно-информационни системи [1, 2, 3, 4, 5]. При тези кодове се ползват  $2^m$  различни символа, представляващи  $m$ -битови последователности, които се

разглеждат като елементи на полето на Галоа  $GF(2^m)$ .

Кодовете на Рийд-Соломон  $(n, k)$  съществуват за всяко  $n$  и  $k$ , за които:

$$0 < k < n < 2^m + 2, \quad (1)$$

където  $k$  е броят на информационните символи, подлежащи на кодиране,  $n$  е броят на символите в кодовата дума, а  $2^m$  е броят на символите в кодовата азбука.

За кодовете на Рийд-Соломон е в сила:

$$(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t), \quad (2)$$

където  $t$  е броят на грешките, които кодът може да коригира, а  $r = n - k = 2t$  е броят на контролните символи.

## 2. Кодиране и декодиране с използване на код на Рийд-Соломон

**Пример.** Да се построи код на Рийд-Соломон с дължина  $n = 7$ , коригиращ грешки в два символа. Да се използва полето на Галоа  $GF(2^3)$ , породено от примитивния неразложим полином  $f(x) = x^3 + x + 1$ . Да се илюстрират процесите на кодиране на информационна дума 101 001 111 при използване на разглеждания код на Рийд-Соломон и на декодиране, при въвеждане на грешка в два символа.

По условие, кодът може да коригира грешки в два символа, т.е.  $t = 2$ . Тъй като  $n = 7$ , то се използва полето на Галоа  $GF(2^3)$ , породено от примитивния неразложим полином  $f(x) = x^3 + x + 1$ . Елементите на полето  $GF(2^3)$  са дадени в таблица 1. Операциите в полето се извършват по модул  $f(x) = x^3 + x + 1$ .

**Таблица 1.** Елементи на полето  $GF(2^3)$ , породено от  $f(x) = x^3 + x + 1$

№	Полином от втора степен	Наредена $n$ -торка	Степени на $\alpha = x$
0	$0.x^2 + 0.x + 0$	0 0 0	0
1	$0.x^2 + 0.x + 1$	0 0 1	$\alpha^0$
2	$0.x^2 + 1.x + 0$	0 1 0	$\alpha^1$
3	$0.x^2 + 1.x + 1$	0 1 1	$\alpha^3$
4	$1.x^2 + 0.x + 0$	1 0 0	$\alpha^2$
5	$1.x^2 + 0.x + 1$	1 0 1	$\alpha^6$
6	$1.x^2 + 1.x + 0$	1 1 0	$\alpha^4$
7	$1.x^2 + 1.x + 1$	1 1 1	$\alpha^5$

Кодовете на Рийд-Соломон са подклас на БЧХ-кодовете и могат да се разглеждат като циклични кодове с генераторен полином  $P(x)$  от вида:

$$P(x) = (x - \alpha) \cdot (x - \alpha^2) \dots (x - \alpha^{2t}). \quad (3)$$

Вижда се, че степента на полинома  $P(x)$  е  $2t$ , защото са необходими  $r = 2t$  контролни разряди, за да се коригират  $t$  грешки. В случая, генераторният полином на кода на Рийд-Соломон се получава:

$$P(x) = (x - \alpha) \cdot (x - \alpha^2) \cdot (x - \alpha^3) \cdot (x - \alpha^4) = x^4 + \alpha^3 x^3 + x^2 + \alpha x + \alpha^3. \quad (4)$$

При пресмятането е използвано, че операцията изваждане е еквивалентна на операцията събиране в полето на Галоа  $GF(2^3)$ .

Алгоритъмът за кодиране и декодиране при кодовете на Рийд-Соломон ще бъде пояснен като се използва дадения пример. За удобство първо се привеждат таблиците за сумиране и умножение в полето  $GF(2^3)$ .

**Таблица 2.** Сумиране в поле  $GF(2^3)$  при  $f(x) = x^3 + x + 1$

	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^2$	$\alpha^3$	$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^6$
$\alpha^0$	0	$\alpha^3$	$\alpha^6$	$\alpha^1$	$\alpha^5$	$\alpha^4$	$\alpha^2$
$\alpha^1$	$\alpha^3$	0	$\alpha^4$	$\alpha^0$	$\alpha^2$	$\alpha^6$	$\alpha^5$
$\alpha^2$	$\alpha^6$	$\alpha^4$	0	$\alpha^5$	$\alpha^1$	$\alpha^3$	$\alpha^0$
$\alpha^3$	$\alpha^1$	$\alpha^0$	$\alpha^5$	0	$\alpha^6$	$\alpha^2$	$\alpha^4$
$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^2$	$\alpha^1$	$\alpha^6$	0	$\alpha^0$	$\alpha^3$
$\alpha^5$	$\alpha^4$	$\alpha^6$	$\alpha^3$	$\alpha^2$	$\alpha^0$	0	$\alpha^1$
$\alpha^6$	$\alpha^2$	$\alpha^5$	$\alpha^0$	$\alpha^4$	$\alpha^3$	$\alpha^1$	0

**Таблица 3.** Умножение в поле  $GF(2^3)$  при  $f(x) = x^3 + x + 1$

	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^2$	$\alpha^3$	$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^6$
$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^2$	$\alpha^3$	$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^6$
$\alpha^1$	$\alpha^1$	$\alpha^2$	$\alpha^3$	$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^6$	$\alpha^0$
$\alpha^2$	$\alpha^2$	$\alpha^3$	$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^6$	$\alpha^0$	$\alpha^1$
$\alpha^3$	$\alpha^3$	$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^6$	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^2$
$\alpha^4$	$\alpha^4$	$\alpha^5$	$\alpha^6$	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^2$	$\alpha^3$
$\alpha^5$	$\alpha^5$	$\alpha^6$	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^2$	$\alpha^3$	$\alpha^4$
$\alpha^6$	$\alpha^6$	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^2$	$\alpha^3$	$\alpha^4$	$\alpha^5$

Тъй като  $t = 2$ , то разглежданият код на Рийд-Соломон може да открива и коригира всички двойни грешки в кодовите думи. За коригирането на двусимволна грешка е необходимо да се определят стойностите на четири неизвестни – две от тях се отнасят за разположението на грешката, а другите две – за нейната стойност. В дадения пример има четири неизвестни, следователно са необходими четири уравнения, т.е. контролните символи са 4. При  $n = 7$ , броят на информационните символи е

$k = 3$ , като всеки от тях представлява трибитов вектор-стълб, който се разглежда като елемент на  $GF(2^3)$ . След тези уточнения, алгоритъмът за кодиране с разглеждания код на Рийд-Соломон, е следният:

**Стъпка 1.** Нека в  $i$ -тия такт от работа на кодера източникът на информация е формирал следните 9 информационни бита 101 001 111. Тези 9 бита се групират в три трибитови символа 101, 001 и 111. Като се използва таблица 1 се установява, че на посочените трибитови символи съответстват следните елементи от  $GF(2^3)$ :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \alpha^6, \quad \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \alpha^0, \quad \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \alpha^5. \quad (5)$$

**Стъпка 2.** За разглеждания код на Рийд-Соломон, генераторният полином, съгласно формула (4), е  $P(x) = x^4 + \alpha^3 x^3 + x^2 + \alpha x + \alpha^3$ .

**Стъпка 3.** На информационната дума 101 001 111 съответства полиномът:

$$A(x) = \alpha^6 \cdot x^2 + \alpha^0 \cdot x + \alpha^5. \quad (6)$$

Разрешените кодови комбинации, които се изпращат от предавателя към приемника, се изчисляват, като се вземат коефициентите на полиномиалното произведение  $C(x) = A(x) \cdot P(x)$ , при т.нар. несистематично кодиране. При систематичното кодиране, разрешените кодови думи включват първо информационните символи, а след тях се разполагат контролните символи. Предимството на систематичното кодиране е, че ако няма грешки в приетите кодови думи, т.е. синдромът е 0, тогава първите символи на приетите кодови думи директно се извличат като вярна информация. Ето защо в разглеждания пример ще бъде използвано систематично кодиране, при което полиномът на информационната дума  $A(x)$  се умножава с  $x^4$ , така че информационните символи ще заемат трите най-старши позиции на полинома, съответстващ на разрешената кодова дума. След това,  $A(x) \cdot x^4$  се дели на генераторния полином  $P(x)$  (фигура 1), като се използват таблица 2 и таблица 3 (в изчисленията по-долу се използва, че в полето  $GF(2^3)$  операциите изваждане и събиране се изпълняват по модул 2 и са еквивалентни). Вижда се, че остатъкът от делението на  $A(x) \cdot x^4$  с генераторния полином  $P(x)$  е  $R(x) = \alpha^6 \cdot x^3 + \alpha^3 \cdot x^2 + \alpha^3 \cdot x + \alpha^0$ .

$$A(x) \cdot x^4 : P(x) = (\alpha^6 \cdot x^6 + \alpha^0 \cdot x^5 + \alpha^5 \cdot x^4) : (x^4 + \alpha^3 \cdot x^3 + x^2 + \alpha \cdot x + \alpha^3)$$

$\alpha^6$	$\alpha^0$	$\alpha^5$	0	0	0	0	$\alpha^0$	$\alpha^3$	$\alpha^0$	$\alpha^1$	$\alpha^3$
$\alpha^6$	$\alpha^0$	$\alpha^5$	$\alpha^7$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^6$	$\alpha^6$	$\alpha^4$	$\alpha^4$	$\alpha^4$
0	$(\alpha^0 + \alpha^2)$	$(\alpha^5 + \alpha^6)$	$\alpha^0$	$\alpha^2$	0	0	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$
0	$\alpha^6$	$\alpha^1$	$\alpha^0$	$\alpha^2$	0	0	$\alpha^6$	$\alpha^6$	$\alpha^6$	$\alpha^6$	$\alpha^6$
0	$(\alpha^1 + \alpha^2)$	$(\alpha^0 + \alpha^6)$	$(\alpha^2 + \alpha^0)$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	0	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$
0	$\alpha^4$	$\alpha^2$	$\alpha^6$	$\alpha^2$	$\alpha^2$	0	$\alpha^4$	$\alpha^4$	$\alpha^4$	$\alpha^4$	$\alpha^4$
0	$(\alpha^2 + \alpha^0)$	$(\alpha^6 + \alpha^4)$	$(\alpha^2 + \alpha^5)$	$\alpha^7$							
0	$\alpha^6$	$\alpha^3$	$\alpha^3$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$	$\alpha^0$

**Фиг. 1.** Илюстриране на процеса на кодиране чрез код на Рийд-Соломон, чрез деление на полиноми

За да се дели полиномът на разрешената кодова комбинация без остатък на генераторния полином  $P(x)$ , към  $A(x) \cdot x^4$  се прибавя остатъкът  $R(x)$  и резултатът е:

$$C(x) = A(x) \cdot x^4 + R(x) = \alpha^6 \cdot x^6 + \alpha^0 \cdot x^5 + \alpha^5 \cdot x^4 + \alpha^6 \cdot x^3 + \alpha^3 \cdot x^2 + \alpha^3 \cdot x + \alpha^0. \quad (7)$$

Следователно, информационната дума 101 001 111 се допълва с още 12 бита, представляващи 4 трибитови контролни символа и в комуникационния канал се излъчва кодовата дума 101 001 111 101 011 011 001, т.е. относителната скорост на предаване на информацията за разглеждания код е  $3/7$ .

Нека при предаване на кодовата дума два символа са повредени от шумовете и са приети с грешка. Това количество грешки съответства на максималната възможност на кода да коригира грешки. При използване на 7-символна кодова дума, моделът на грешката може да се представи във вида  $E(x) = \sum_{k=0}^6 e_k \cdot x^k$ . За определеност нека двусимволната грешка се представя с полинома:

$$E(x) = \alpha^0 \cdot x^6 + 0 \cdot x^5 + 0 \cdot x^4 + 0 \cdot x^3 + \alpha^5 \cdot x^2 + 0 \cdot x + 0, \quad (8)$$

т.е. сгрешени са най-младшият бит на първия информационен символ (представен като  $\alpha^0$ ) и трите бита на втория контролен символ (представено като  $\alpha^5$ ). Следователно, полиномът на грешно приетата кодова дума е:

$$B(x) = C(x) + E(x) = \alpha^2 \cdot x^6 + \alpha^0 \cdot x^5 + \alpha^5 \cdot x^4 + \alpha^6 \cdot x^3 + \alpha^2 \cdot x^2 + \alpha^3 \cdot x + \alpha^0. \quad (9)$$

Проверката на приетите комбинации се извършва чрез изчисляване на синдрома. Ако синдромът  $S$  има стойност 0, тогава се счита, че няма грешка в приетата кодова дума. Всяка друга стойност на синдрома, различна от 0, е показател за възникнала в комуникационния канал грешка. Синдромът се състои от  $(n-k)$  символи. За разглеждания пример, синдромът има 4 символа, които се получават:

$$S_1 = B(\alpha) = \alpha^2 \cdot \alpha^6 + \alpha^0 \cdot \alpha^5 + \alpha^5 \cdot \alpha^4 + \alpha^6 \cdot \alpha^3 + \alpha^2 \cdot \alpha^2 + \alpha^3 \cdot \alpha^1 + \alpha^0 = \alpha^2; \quad (10)$$

$$S_2 = B(\alpha^2) = \alpha^2 \cdot \alpha^{12} + \alpha^0 \cdot \alpha^{10} + \alpha^5 \cdot \alpha^8 + \alpha^6 \cdot \alpha^6 + \alpha^2 \cdot \alpha^4 + \alpha^3 \cdot \alpha^2 + \alpha^0 = \alpha^3; \quad (11)$$

$$S_3 = B(\alpha^3) = \alpha^2 \cdot \alpha^{18} + \alpha^0 \cdot \alpha^{15} + \alpha^5 \cdot \alpha^{12} + \alpha^6 \cdot \alpha^9 + \alpha^2 \cdot \alpha^6 + \alpha^3 \cdot \alpha^3 + \alpha^0 = 0; \quad (12)$$

$$S_4 = B(\alpha^4) = \alpha^2 \cdot \alpha^{24} + \alpha^0 \cdot \alpha^{20} + \alpha^5 \cdot \alpha^{16} + \alpha^6 \cdot \alpha^{12} + \alpha^2 \cdot \alpha^8 + \alpha^3 \cdot \alpha^4 + \alpha^0 = \alpha^4. \quad (13)$$

Резултатът показва, че в приетата кодова комбинация се съдържа грешка. Това налага решаването на система уравнения с  $2t$  уравнения и с  $2t$  неизвестни, като в разглеждания случай  $t = 2$ . Това е доста трудна изчислителна задача дори за много мощен компютър, тъй като възможните стойности на неизвестните, които трябва да бъдат проверени, са  $q^{2t}$ , като  $q = 2^m$  е броят на елементите в използваното поле на Галоа. Изход от тази сложна ситуация са намерили известните теоретици Берлекемп и Меси, които са въвели т.нар. полином на локатора на грешката. Нулите на полинома  $\sigma(x)$  са реципрочните стойности  $X_1^{-1}, X_2^{-1}, \dots, X_{2t}^{-1}$  на елементите  $X_1, X_2, \dots, X_{2t}$ , които са решение на системата уравнения за  $B(\alpha^i) = r(\alpha^i)$ . Ползата от въвеждането на полином на локатора на грешката  $\sigma(x)$  е в това, че Берлекемп и Меси са доказали метод за просто изчисляване на коефициентите на  $\sigma(x)$  [4, 5].

В разглеждания случай, при метода на Берлекемп-Меси се получава:

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_2 & S_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_2 \\ \sigma_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_3 \\ S_4 \end{bmatrix}, \text{ т.е.} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha^2 & \alpha^3 \\ \alpha^3 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_2 \\ \sigma_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha^4 \end{bmatrix}. \quad (14a)$$

За да се реши матричното уравнение е необходимо да се изчисли обратната матрица на матрицата на коефициентите. Както е известно, ако  $A$  е квадратна матрица от втори ред, нейната обратна матрица се изчислява по формулата:

$$A^{-1} = \frac{1}{\det A} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} \\ A_{12} & A_{22} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Тук  $\det A$  е детерминантата на  $A$ , а  $A_{ij}$ ,  $i = 1, 2, j = 1, 2$ , е адюнгираното количество (алгебричното допълнение) на елемента на  $A$ , разположен в  $i$ -тия ред и  $j$ -тия стълб. За матрицата на коефициентите е изпълнено:

$$\det A = \det \begin{bmatrix} \alpha^2 & \alpha^3 \\ \alpha^3 & 0 \end{bmatrix} = \alpha^6, \quad (16)$$

$$A_{11} = 0, A_{12} = \alpha^3, A_{21} = \alpha^3, A_{22} = \alpha^2. \quad (17)$$

Следователно, обратната матрица е:

$$A^{-1} = \frac{1}{\alpha^6} \begin{bmatrix} 0 & \alpha^3 \\ \alpha^3 & \alpha^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha^4 \\ \alpha^4 & \alpha^3 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Верността на получения резултат се проверява от равенството:

$$A \cdot A^{-1} = \begin{bmatrix} \alpha^2 & \alpha^3 \\ \alpha^3 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \alpha^4 \\ \alpha^4 & \alpha^3 \end{bmatrix} = E_2. \quad (19)$$

Следователно:

$$\begin{bmatrix} \sigma_2 \\ \sigma_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha^4 \\ \alpha^4 & \alpha^3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^8 \\ \alpha^7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^1 \\ \alpha^0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

откъдето следва:

$$\sigma(x) = 1 + \sigma_1 \cdot x + \sigma_2 \cdot x^2 = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot x + \alpha^1 \cdot x^2. \quad (21)$$

Следователно, нулите на полинома на локатора на грешката могат да се определят най-много след  $q$  проверки, което е изключително голямо намаление на сложността на процедурата за откриване и коригиране на грешки при кодовете на Рийд-Соломон в сравнение с необходимите по принцип  $q^{2t}$  проверки за решаване в  $GF(2^m)$  на система уравнения с  $2t$  неизвестни.

Нулите на  $\sigma(x)$  са реципрочни на елементите, показващи местата на сгрешените символи. След като се определят нулите на

$\sigma(x)$ , ще се знае къде са сгрешените символи. За да се намерят нулите на полинома  $\sigma(x)$  се правят 8 проверки с всички елементи на полето  $GF(2^m)$ . Резултатите за  $\sigma(\alpha^i)$  са, както следва:

$$\sigma(\alpha^0) = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot \alpha^0 + \alpha^1 \cdot \alpha^0 = \alpha^1 \neq 0, \quad (22)$$

$$\sigma(\alpha^1) = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot \alpha^1 + \alpha^1 \cdot \alpha^2 = 0 \Rightarrow \text{грешка}, \quad (23)$$

$$\sigma(\alpha^2) = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot \alpha^2 + \alpha^1 \cdot \alpha^4 = \alpha^1 \neq 0, \quad (24)$$

$$\sigma(\alpha^3) = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot \alpha^3 + \alpha^1 \cdot \alpha^6 = \alpha^3 \neq 0, \quad (25)$$

$$\sigma(\alpha^4) = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot \alpha^4 + \alpha^1 \cdot \alpha^8 = \alpha^3 \neq 0, \quad (26)$$

$$\sigma(\alpha^5) = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot \alpha^5 + \alpha^1 \cdot \alpha^{10} = 0 \Rightarrow \text{грешка}, \quad (27)$$

$$\sigma(\alpha^6) = \alpha^0 + \alpha^0 \cdot \alpha^6 + \alpha^1 \cdot \alpha^{12} = \alpha^0 \neq 0. \quad (28)$$

Както се вижда,  $\sigma(\alpha^1) = \sigma(\alpha^5) = 0$ , т.е. нулите на полинома на локатора на грешката са  $\alpha^1$  и  $\alpha^5$ , а за  $X_1$  и  $X_2$  се получава:

$$X_1 = \frac{1}{\alpha^1} = \frac{\alpha^7}{\alpha^1} = \alpha^6, X_2 = \frac{1}{\alpha^5} = \frac{\alpha^7}{\alpha^5} = \alpha^2. \quad (29)$$

Оттук следва, че сгрешените символи в приетата кодова дума са коефициентите пред  $x^6$  и  $x^2$  в израза за  $B(x)$ .

За да се открият стойностите на грешките  $e_1$  и  $e_2$ , свързани с позициите  $x^6$  и  $x^2$ , се съставя следната система уравнения за  $B(\alpha^i)$ :

$$\begin{aligned} B(\alpha) &= e_1 \cdot X_1 + e_2 \cdot X_2 \\ B(\alpha^2) &= e_1 \cdot X_1^2 + e_2 \cdot X_2^2 \end{aligned} \quad (30)$$

Тъй като  $B(\alpha) = S_1 = \alpha^2$ ,  $B(\alpha^2) = S_2 = \alpha^3$ ,  $X_1 = \alpha^6$ ,  $X_2 = \alpha^2$ , то системата има вида:

$$\begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ X_1^2 & X_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix}, \text{ т.е.} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha^6 & \alpha^2 \\ \alpha^{12} & \alpha^4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^2 \\ \alpha^3 \end{bmatrix}. \quad (31a)$$

За да се намерят стойностите на грешките  $e_1$  и  $e_2$  е необходимо да се изчисли обратната матрица на матрицата на коефициентите в последното матрично уравнение. Следователно:

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} \alpha^6 & \alpha^2 \\ \alpha^{12} & \alpha^4 \end{bmatrix}^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} \alpha^4 & \alpha^2 \\ \alpha^5 & \alpha^6 \end{bmatrix}}{\alpha^1} = \begin{bmatrix} \alpha^3 & \alpha^1 \\ \alpha^4 & \alpha^5 \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Следователно, за стойностите на грешките и полинома на грешката се получават:

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^3 & \alpha^1 \\ \alpha^4 & \alpha^5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha^2 \\ \alpha^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha^0 \\ \alpha^5 \end{bmatrix}, \quad (33)$$

$$\begin{aligned} E(x) &= \alpha^0 \cdot x^6 + 0 \cdot x^5 + 0 \cdot x^4 + \\ &+ 0 \cdot x^3 + \alpha^5 \cdot x^2 + 0 \cdot x + 0, \end{aligned} \quad (34)$$

което съответства на полинома на приетата двусимволната грешка. За да се отстранят грешките е достатъчно полиномът на грешките  $E(x)$  да се прибави към полинома  $B(x)$  на приетата кодова дума, т.е.:

$$\begin{aligned} C(x) &= B(x) + E(x) = \alpha^6 \cdot x^6 + \alpha^0 \cdot x^5 + \\ &+ \alpha^5 \cdot x^4 + \alpha^6 \cdot x^3 + \alpha^3 \cdot x^2 + \alpha^3 \cdot x + \alpha^0. \end{aligned} \quad (35)$$

Тъй като символите на съобщението се съдържат в първите  $k=3$  символа, декодерът ще изведе следното съобщение:

$$\alpha^6 \alpha^0 \alpha^5 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \Rightarrow 101 \ 001 \ 111 \quad (36)$$

Това съобщение съответства точно на съобщението, избрано в началото на примера.

### 3. Приложение в учебния процес

Така представената методика се използва в учебния процес по дисциплината „Кодиране в телекомуникационните системи”, включена като избираема в учебния план на специалност „Телекомуникационни системи” за студентите от образователно-квалификационната степен „Бакалавър”. С цел по-добре възприемане и усвояване на преподавания материал, на всеки студент се задава индивидуално задание, което той трябва да реши по време на практическото упражнение и да представи в края на часа на преподавателя. В таблица 4 са представени резултатите от 10 варианта за кодиране на 9-битови информационни думи чрез код на Рийд-Соломон, които се прилагат в учебния процес. В таблица 5 са представени резултатите от декодиране след коригиране на двусимволни грешки в 21-битовите кодови думи чрез използване на код на Рийд-Соломон.

**Таблица 4.** Кодиране чрез код на Рийд-Соломон

№	Информация	Кодова дума
1	100 010 011	100 010 011 011 101 010 101
2	111 011 010	111 011 010 101 110 100 001
3	101 110 111	101 110 111 100 100 101 111
4	010 111 101	010 111 101 010 000 000 111
5	011 101 001	011 101 001 000 111 100 110
6	001 100 110	001 100 110 001 011 011 100
7	100 111 010	100 111 010 010 001 111 001
8	110 001 100	110 001 100 001 011 100 110
9	111 101 011	111 101 011 011 001 101 001
10	011 001 110	011 001 110 100 100 011 110

**Таблица 5.** Декодиране с код на Рийд-Соломон

№	Приета кодова дума (грешните битове са на тъмен фон)	Информация
1	111 010 011 011 101 101 101	100 010 011
2	111 110 010 011 110 100 001	111 011 010
3	101 110 001 100 111 101 111	101 110 111
4	101 111 101 010 000 000 010	010 111 101
5	011 101 001 011 001 100 110	011 101 001
6	001 100 001 110 011 011 100	001 100 110
7	101 101 010 010 001 111 001	100 111 010
8	110 111 100 001 011 100 001	110 001 100
9	010 101 011 110 001 101 001	111 101 011
10	011 001 110 011 011 011 110	011 001 110

При въвеждане на грешки в два символа (таблица 5) са използвани различни варианти:

1) двата най-младши бита на първи информационен символ и трите бита на трети контролен символ;

2) най-старшият и най-младшият бит на втори информационен символ и двата най-старши бита на първи контролен символ;

3) двата най-старши бита на трети информационен символ и двата най-младши бита на втори контролен символ;

4) трите бита на първи информационен символ и най-старшият и най-младшият бит на четвърти контролен символ;

5) двата най-младши бита на първи контролен символ и двата най-старши бита на втори контролен символ;

6) трите бита на трети информационен символ и трите бита на първи контролен символ;

7) най-младшият бит на първи информационен символ и средният бит на втори информационен символ;

8) двата най-старши бита на втори информационен символ и трите бита на четвърти контролен символ;

9) най-старшият и най-младшият бит на първи информационен символ и най-старшият и най-младшият бит на първи контролен символ;

10) трите бита на първи контролен символ и трите бита на втори контролен символ.

#### 4. Заключение

В публикацията е представена методика за кодиране на 9-битова информационна дума с използване на код на Рийд-Соломон, както и за декодиране след откриване и коригиране на възникнали грешки в кодовата дума. Приложени са резултатите от кодиране и декодиране с код на Рийд-Соломон за 10 варианта, при различни случаи на възникнала грешка в кодовата дума. Материалът намира приложение в учебния процес по дисциплината „Кодирание в телекомуникационните системи”, включена като избираема в учебния план на специалността „Телекомуникационни системи”, образователно-квалификационна степен „Бакалавър”.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Пенчева, Е. (2000). *GSM комуникации*, София, Нови знания.
2. Попов, М.К. (1998). *Клетъчни радиотелефонни системи*. София, Свети Георги Победоносец.
3. Proakis, J.G. (1989). *Digital Communications*. McGraw-Hill.
4. Sklar, B. (2002). *Digital Communications. Fundamental and Applications* (Second Edition). Prentice Hall PTR.
5. [ecet.ecs.uni-ruse.bg/else](http://ecet.ecs.uni-ruse.bg/else) – при факултет ЕЕА, специалност ТКС, дисциплина КТКС.

Контакти

Адрес: Русе 7017, ул. „Студентска” № 8,  
Русенски университет „Ангел Кънчев”,  
катедра „Телекомуникации”  
E-mail: [aborodjieva@ecs.uni-ruse.bg](mailto:aborodjieva@ecs.uni-ruse.bg)



## ВЛИЯНИЕ НА ТЕМПЕРАТУРАТА НА ОКОЛНАТА СРЕДА ВЪРХУ ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА АНТЕННА СИСТЕМА ЗА САТЕЛИТНИ КОМУНИКАЦИИ

ПЕТЪР ПЕТКОВ

**Резюме:** *Развитието на съвременните средства за сателитни комуникации доведе до нуждата от използването на все по-широка честотна лента. Тази нужда се удовлетворява със заемането на честоти от най-високите обхвати - Ka, Q, а в последно време се експериментира и с V-обхвата. Настоящата публикация разглежда част от проблемите, които тези свръхвисоки честоти поставят пред извикванията за термомеханична консистентност на антенната система*

**Ключови думи:** *антена, земна станция, сателитни комуникации, температура*

## AMBIENT TEMPERATURE IMPACT ON PERFORMANCE SPECS OF SATELLITE COMMUNICATION ANTENNAS

PETER Z. PETKOV

**Abstract:** *The recent developments in satellite telecommunications brings a need of higher channel bandwidths. These needs are satisfied by use of higher frequency bands - Ka, Q and nowadays V-band. This paper discusses problems and challenges of electrical performance of the Earth stations, related to thermo-mechanical consistency of the antenna system.*

**Key words:** *antenna, earth station, ESA, satellite communications, temperature*

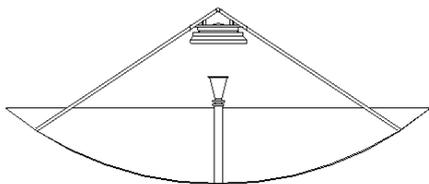
### 1. Увод

Развитието на сателитните комуникации започна през 60-те години за 20-ти век с използването на L и C честотни обхвати (1.5-6GHz). При изработването на антенни системи за тези обхвати, основните изисквания към антената са насочени към добра механична (ветрова) устойчивост и по-малко към точност на изработката и постоянство на размерите във времето. Постепенно с усвояването на Ku и K-обхватът (10-18GHz) първостепенно значение започва да се отдава на втората група изисквания. Проникването на широколентовият достъп до Интернет и развитието на телевизията с висока разрешаваща способност доведоха на

преден план още по-високи честотни обхвати - Ka, Q и дори V-обхват (30, 40 и 50GHz). Тъй като изискванията за точност и прецизност на антенната система са пряко свързани с дължината на вълната, става ясно че за Q и V-обхватът отклонения от порядъка на части от милиметъра, могат да бъдат съществени, а в някои случаи и фатални за правилното функциониране на антенната система. Особено нараства значението на денонощните цикли на температурата и слънчевата радиация, които заради температурното разширение на материалите могат да доведат до съществени (спрямо дължината на вълната) изменения в геометрията (и оттам работата) на антенната система. Редица водещи производители

използват различни похвати за борба с тези явления [1]. Като цяло обаче, температурните изменения не са добре квантифицирани в строги изследвания и борбата с тях има по-скоро палиативен характер, отколкото систематичен подход. Настоящата публикация предлага едно такова изследване.

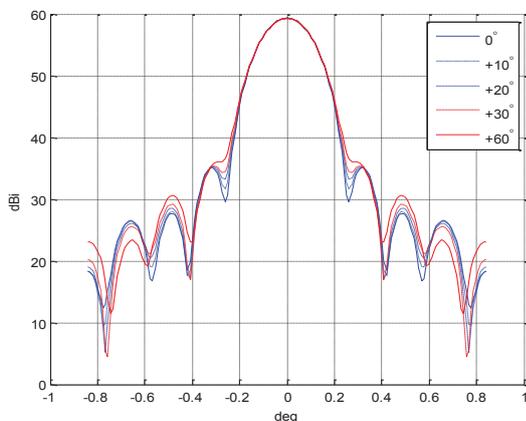
## 2. Постановка за провеждане на анализа



Фиг. 1. Общ вид на земна станция

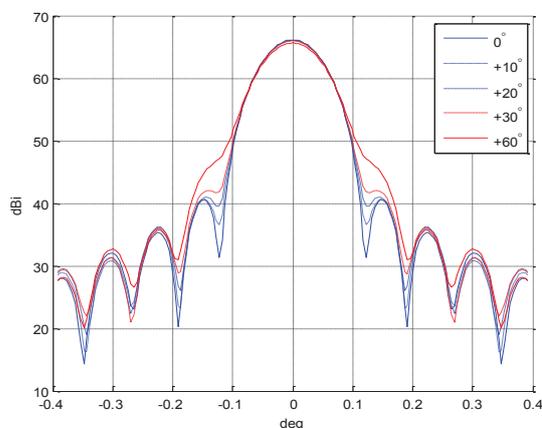
За обект на настоящото изследване е избрана типична двуогледална земна станция с диаметър на главното огледало 7.3m, диаметър на малкото огледало 0.95m, отношение F/D на главното огледало 0.55 и система на оптиката тип Грегори (Фиг.1). При тази постановка, размерът на поддържащите алуминиеви пръти е от порядъка на 400mm. Този размер се променя при температурното разширение на метала и води до разфокусиране на оптиката.

Анализът за различни температури е осъществен по метода на Физическата оптика. При този метод повърхността на антената се разделя на малки триъгълни елементи и за всеки елемент се определя излъченото поле на токовете, възбудени от ДНД на облъчвателя. В далечната зона се сумират всички тези полета, което резултира като вторичната диаграма на насочено действие на главния рефлектор. Този метод дава относително точни резултати за областите около главния лист на ДНД.



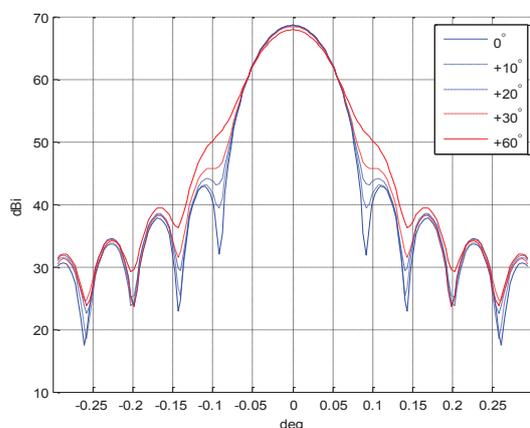
Фиг. 2. Общ вид на земна станция

За останалите области, към така получената сума се добавя полето излъчено от ръбовете на антената, получено по метода на Физическата теория на дифракцията[2].



Фиг. 3. Диаграми на насочено действие за Ka-обхват

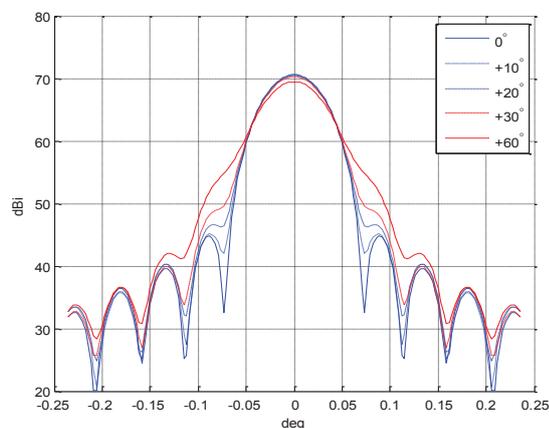
На Фиг.2, 3, 4 и 5 са представени диаграмите на насочено действие за Ku, Ka, Q и V-обхват съответно. Като параметър е отразена относителната температура, за която е направено съответното изчисление с отчитане на топлинното разширение на материала. За 0 градуса е избрана температурата, при която се инсталира антената (обикновено 20deg на околната среда). Следващите стойности са за съответното нагряване от въздуха през светлата част на деня и от слънчевата радиация директно. Ординатната ос отчита коефициентът на усилване на антенната система, без отчитане на допълнителните загуби - загубите във фидерната система, коефициент на отражение, загуби от повърхностна грапавост и разсейване от нееднородности.



Фиг. 4. Диаграми на насочено действие за Q-обхват

Това дава възможност да се направи съпоставка само на измененията в диаграмата, дължащи се на топлинни ефекти. Въпреки че е представен само един тесен участък от ДНД с цел четимост и прегледност, коефициентът на усилване е изчислен чрез интегриране на цялата ДНД (0-360deg).

С цел унифициране на задачата, за възбуждащ източник е избран Гаусов лъч, който облъчва субрефлектора с ниво -20dB на ръба на огледалото спрямо центъра, което води съответно до ниво -12dB на ръба на главното огледало (спрямо неговият център) при избраните размери и тип оптика и е предпоставка за максимизация на коефициента на усилване на антенната система. Като цяло коефициентът на използване на площта на апертурата за предложените конфигурации е от порядъка на 80%.



**Фиг. 5.** Диаграми на насочено действие за Q-обхват

Коефициент на усилване е представен в Таблица 1. За всяка една температура и честотен обхват е изчислена съответната стойност.

### 3. Резултати от анализа

Резултатите от анализа показват, че за Ku и Ka-обхват (Фиг. 2 и 3) не е наблюдават съществени изменения в коефициентът на усилване и значителни феномени в диаграмите на насочено действие. Налично е запълване на нулите в диаграмата, дължащо се на слабо разфокусиране на антенната система. Единствено при температурна разлика от 60° в Ka-обхвата се наблюдава възникване на рамена, които биха могли да объркат работата на системите за автоматично насочване на антенната система, работещи на принципа на детектиране на нули в диаграмата на насочено действие и най-вече на моноимпулсните системи

за насочване, при които наличието на добре изразена централна нула в диаграмата е от съществено значение за качеството на работа на системата за насочване [4]. Този извод намира практическо потвърждение от факта, че повечето водещи производители не снабдяват продуктите си от тези обхвати със системи за коригиране на фокусното разстояние.

Не така стоят нещата при Q и V обхвата [фиг. 4 и 5]. При почти всяко температурно изменение, антенната система запълва нулите на диаграмата и образува рамена на главния лист. Освен това се наблюдава и загуба на усилване, която достига до 1.1 dB в разглеждания температурен обхват.

В Таблица 1 са представени резултатите от симулацията на коефициентите на усилване на антената за четирите честотни обхвата при изменение на околната температура до 60 градуса. За най-нискочестотният обхват - почти не се забелязва изменение на коефициентът на усилване. Подобни резултати се наблюдават при почти всички съществуващи земни станции. При огромната част от тях, влошаване на приемането се наблюдава заради нарастването на физическата и оттам шумовата температура на активните елементи, но не и спад в усилването на антенната система. При Ka-обхвата се наблюдава спад в усилването от порядъка на 0.5 dB. Подобни зависимости са наблюдавани в практиката [1], което потвърждава верността на представения анализ. В допълнение към загубите от разфокусиране, могат да се добавят и загубите от загуба на насочване на Диаграмата на насочено действие, дължащи се на нееднаквото линейно разширение на поддържащата структура и последващо отклоняване от идеалната параболоидна форма на антенният рефлектор.

Най-значителни са измененията на коефициентът на усилване в Q и V - обхвата. Направеният анализ показва 0.9dB of 1.1dB промяна при вариране на температурата. Логично е да се предположи, че металните части на антената могат да формират в редица случаи и по-голяма температурна разлика.

От своя страна сателитните комуникационни връзки обикновено работят с много малък запас по мощност (power limited budget). Ограничението по мощност се прави с цел максимално използване на ресурса на сателита и минимизиране на скъпо струващият честотен ресурс. Поради изброените по-горе причини, запас по мощност от порядъка на 2-3 dB се счита за приемлива стойност, а в някои специални случаи дори разточителна. В такъв случай загуба на 1dB и повече децибела от

запаса по мощност, дължащи се на непредвидени обстоятелства в бюджета за баланс на мощности, би довела до влошаване на надеждността на връзката в екстремални условия (силни валежи). Подобни изменения правят система за корекция на фокуса задължителна

**Таблица 1.** Коефициент на усилване (dB), в зависимост от температурната промяна на антенната система

Температурно изменение, градуси	0	10	20	30	60
Ku	59.32	59.32	59.32	59.32	59.25
Ka	66.10	66.09	66.05	65.97	65.64
Q	68.63	68.61	68.53	68.41	67.90
V	70.58	70.55	70.44	70.27	69.47

#### 4. Заключение

В настоящата публикация са разгледани температурните зависимости на антенна система за сателитни комуникации. Направени са разчети на измененията на диаграмата на насочено действие и коефициента на усилване в зависимост от температурната разлика на околната среда.

Резултатите служат за основа за по-нататъчни анализи и предложения за компенсиращи устройства.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Tolleson J. et al., (2009). Thermal Compensating Subreflector Tracking Assembly and Method of Use. *Patent Application: US 20110050526 A1*
2. Acuna, M. A. et al. (2013). Fast Far Field Computation of Single and Dual Reflector Antennas, *Journal of Engineering*, Hindawi Publishing Corporation, Vol 2013. ID 140254.
3. Lorenzo, H. M. et al., (2005). Induced-Current Analysis of Reflector Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, volume 47-2, pp. 92-100.
4. G. J. Hawkins, D. J. Edwards, Prof. J.P. McGeehan, "Tracking Systems For Satellite Communications", *Radar & Signal Processing*, IEE Proceeding, Vol.135, pp. 393-407, Oct, 1988

Контакти:

Технически Университет - София  
ФТК-РКВТ, 1756 София, БЪЛГАРИЯ  
E-mail: pjpetkov@tu-sofia.bg



## АНАЛИЗ НА РАЗПРЕДЕЛЕНИЕТО НА ЧАСТИЦИТЕ В ГРАНУЛИРАНА ФУНКЦИОНАЛНА ХРАНА

МАРГАРИТА ТЕРЗИЙСКА\*, ЯНЧО ТОДОРОВ\*,

ИЛИАНА НАЧЕВА\*\*, МАРИЯ ДОНЕВА\*\*, ПЕТЯ МЕТОДИЕВА\*\*

**Резюме:** В тази статия е представен анализ на разпределението на частиците във вариации на нова гранулирана функционална храна посредством лазерен грануломер ANALYSETTE 22 NanoTecplus. Основната цел на направените изследвания е да се установи влиянието на варираща компонента в състава на продукта върху спектъра на разпределение на получените продуктови гранули. В последващо изследване ще бъде установено влиянието на разпределението върху различни физични параметри на продукта чрез използване на интелигентни моделиращи техники.

**Ключови думи:** разпределение на частици, гранулирана функционална храна, измерител на частици, ANALYSETTE 22 NanoTecplus.

## ANALYSIS OF THE PARTICLE DISTRIBUTION IN GRANULAR FUNCTIONAL FOOD

MARGARITA TERZIYSKA\*, YANCHO TODOROV\*,

ILIANA NACHEVA\*\*, MARIA DONEVA\*\*, PETYA METODIEVA\*\*

**Abstract:** In this paper an analysis of the particles distribution in novel granular functional food by using a laser of particle analyzer ANALYSETTE 22 NanoTec plus is studied. The main objective of the investigation is to evaluate the influence of a varying ingredient in the product on its granular distribution. A future work on the basis of the obtained results will be the assessment of the influence of the particle distribution on various physical parameters of the product composition using intelligent modeling techniques.

**Key words:** particle distribution, granular functional food, laser particle size analyzer, ANALYSETTE 22 NanoTecplus.

### 1. Introduction

Under the conditions of the continuously high running requirements for a healthy way of living, one of the main tendencies in modern food industry is related to the production of high quality foods by rational use of the food sources and applying of new technologies that preserve the natural qualities of the products, make them more healthy, more safe and with a long shelf life [1-2].

The modern trends in the nutrition science are characterized by a marked orientation towards more and more using of natural means for protection of human health in the form of functional foods, probiotics, biological stimulators, regulators and others. This necessitates the dynamically developing food industry to elaborate and implement products meeting the up-to-date requirements for healthy nutrition [3-4].

Among the multitude of functional foods particularly great is the interest in the production and consumption of fermented probiotic products, containing living microorganisms. Taken in certain quantities they have a healthy effect greater than that of the basic food, as the influence favorably the intestinal microflora, stimulate selectively its growth and metabolism and in such a way strengthen man's health [5-7].

The inclusion of probiotics as part of a healthy diet depends on many factors - clinically proven health benefits, consumer awareness, effective marketing strategies and above all quality product that meet the expectations of consumers. Despite of the wide variety of microorganisms, which are considered to exhibit potential probiotic properties, market reach most stable and clinically tested bacteria. In probiotic foods are mostly applied bacteria from the species *Lactobacillus* and *Bifidobacterium* and their variants. The main reason for this is that they are dominant representatives in the intestinal microflora and have a long history of safe use [8]. To maintain a stable population in the gastrointestinal tract, probiotic foods and supplements should be a high titer of beneficial microbes and should have a long shelf life, respectively, stored in a viable condition useful microflora.

One of the modern technological approaches and long-term storage of probiotic bacteria is freeze-drying. This method combines two ways of preservation - freezing and drying under vacuum at low temperatures without destroying the product [9]. The increased interest in lyophilized foods can be explained by the high quality of the final product and the fully preserved taste, color, aroma, nutritional and biological value, and period of preservation. Therefore, the majority of the industrial companies - producing functional foods, including and probiotic are oriented to lyophilization as a main processing method for obtaining high-quality products with a long shelf life [10].

In this paper an analysis of the particles distribution of granular lyophilized functional food, is presented. The main objective of the present study is to find a relation between the particles size distribution and a varying component in the product composition. The measurements of particle sizes are effectuated with ANALYSETTE 22 NanoTec plus analyzer. Afterwards, the obtained results undergo a statistical analysis on order to study the distribution properties of functional food samples. A future work will be the investigation of the influence of the particle distribution on some physical parameters of the functional food.

## 2. Product composition

The formulation of the studied organic lyophilized sinbiotic food include yogurt, sources of alimentary fibers, polysaccharides and sucrose. Two of the variants include with Na-carboxymethylcellulose (CMC) and Xanthan gum.

Na-carboxymethylcellulose(CMC is high molecular weight cellulose derivative, which forms a colloidal solution having a viscosity - 56.0 mPa, at a 2% concentration of the solution and Xanthan gum is high molecular exopolysaccharide derived from natural strains of *Xantomonas campestris*. This biosynthetic colloid form highly viscous solutions and effectively stabilizes the emulsions remained stable in acidic and alkaline medium.

The living microflora of the sinbiotic product is represented by mixed cultures of lactic acid bacteria involved in the combined starter - *Lactobacillus bulgaricus*, *Streptococcus thermophilus* and *Bifidobacterium bifidum*, selected on physiological and biochemical characteristics that meets the basic requirements for probiotic microflora. The strains *Lactobacillus bulgaricus*, *Streptococcus thermophilus* is cultivated at 42 ° C, and *Bifidobacterium bifidum* at 37 ° C for 5-8 hours.

The composition of products includes also a sucrose solution, as an alloying element in the process of granulation of the product. The used polysaccharides have functional properties, making them suitable for inclusion in the composition of sinbiotic products, namely: high chemical and biological resistance; hydrophilic; cryoprotectants properties; good permeability for the material included; large surface area and porosity after lyophilization; possible to obtain convenient from a technological and practical point of view, forms - powder, granule, tablet, etc.

The used hydrocolloids are soluble in water to form colloidal solutions, which are affected by molecular weight, concentration, temperature and pH. The degree of hydration depends on the distribution of the particles in the medium, the speed of homogenization of the composition of the hydration medium, and the particle size.

Granulating technology allows obtaining uniform-sized particles, which enhances the solubility and increases the accuracy of the dosing of the quantity of the product. Determining the amount of granules is directly dependent on the composition and purpose. The natural composition of granulated sinbiotic product ensures exceptional uniformity in use, and prevents possible oxidation.

The prepared granules have a relatively small size (0.8 mm) providing a good solubility in water and a larger surface for the action of digestive enzymes. Granules having a large size (> 1.5-2 mm)

can be easily crushed and powdered in the transport or as a result of gravity the product itself. This will negatively affect the dissolution rate, the accuracy of the dosage and form of the product.

### 3. Experimental setup

The ANALYSETTE 22 NanoTec plus measures nano-particles in an extremely wide measuring range of 0.01 - 2000 µm. The uniquely large measuring range of the ANALYSETTE 22 NanoTec plus with a lower measuring limit of approximately 0.01 µm is due to Triple-laser technology for forward and backward scattering. ANALYSETTE 22 NanoTec plus always uses all 57 measuring channels of the detector and by combining the various measurement positions, it is possible to perform measurements with up to 165 effective channels, which guarantee a particularly high resolution and sensitivity.



**Fig. 1.** ANALYSETTE 22 NanoTec plus

ANALYSETTE 22 NanoTec plus is ideal for the effective and reliable determination of particle size distributions in production and quality control as well as in research and development. The apparatus is shown in Figure 1.

During the experiments have been assessed three variants of the product: Variant 1 used as control with mixed culture of lactic acid bacteria, Variant 2 with mixed culture of lactic acid bacteria and 4% solution of CMC and Variant 3 with mixed culture of lactic acid bacteria and 2.5% - solution of xanthan gum.

The experimental variants were frozen in chambers with forced convection of air at a temperature of -30 to -35 ° C and a speed 0,05- 0,06 ° C / sec, for 12-15 hours. Freeze-drying is carried out in sublimation installation with contact heating plates. The temperature regime of the freeze-drying is programmed so as to obtain optimum drying speed, to ensure the good quality of the end products.

All lyophilized sinbiotic concentrates include 30g / 100g sucrose (powder) to achieve the

proper consistency for granulation. After homogenization of the mixture was added 45% sucrose solution to evenly rehydrate the powder. The granulation process is carried out in an oscillating granulator "ERWEKA" size sieve 0,8mm. The resulting granulate was dried for 24 hours at 30-40°C, and then thereto is added 1-3% talc for good patency of the granules in the apparatus for particle size distribution.

### 4. Results

Three different samples were tested using the ANALYSETTE 22 NanoTec plus - granular yogurt, granular yogurt with Xanthan gum and granular yogurt with CMC. The ANALYSETTE 22 NanoTec plus works on the basis of laser diffraction and therefore determines volume i.e. how many percent of the complete sample volume is filled with particles smaller than x µm. The obtained results for the three samples are grouped into 102 channels from 0 to 2000 micrometers.

For the Particle Size Distribution (PSD) the central values are mean, median and mode. For symmetric distributions all these values are equivalent: mean = median = mode. Respectively, for non-symmetric distribution mean, median and mode will be three different values. Since laser diffraction results are reported on a volume basis, so the volume mean can be used to define the central point although the median is more frequently used than the mean when using this technique. The equation for defining the volume mean is:

$$D[4,3] = \frac{\sum_{i=1}^n D_i^4 v_i}{\sum_{i=1}^n D_i^3 v_i} \quad (1)$$

where  $D_i$  value for each channel is the geometric mean, the square root of upper x lower diameters. The geometric mean is a type of mean or average, which indicates the central tendency or typical value of a set of numbers by using the product of their values (as opposed to the arithmetic mean which uses their sum). The geometric mean is defined as the  $n^{\text{th}}$  root of the product of n numbers, i.e., for a set of numbers  $\{x_i\}_{i=1}^N$ , the geometric mean

is defined as follow:  $\left(\prod_{i=1}^N x_i\right)^{1/N}$

Thus, for the numerator in equation (1) take the geometric  $D_i$  to the fourth power x the percent in that channel, summed over all channels. For the denominator take the geometric  $D_i$  to the third

power x the percent in that channel, summed over all channels.

Median values are defined as the value where half of the population resides above this point, and half resides below this point. For particle size distributions the median is called the D50. The D50 is the size in microns that splits the distribution with half above and half below this diameter. The Dv50 (or Dv0.5) is the median for a volume distribution, Dn50 is used for number distributions, and Ds50 is used for surface distributions. Since the primary result from laser diffraction is a volume distribution, the default D50 cited is the volume median and D50 typically refers to the Dv50 without including the v. This value is one of the easier statistics to understand and also one of the most meaningful for particle size distributions.

The mode is the peak of the frequency distribution, or it may be easier to visualize it as the highest peak seen in the distribution. The mode represents the particle size (or size range) most commonly found in the distribution. Less care is taken to denote whether the value is based on volume, surface or number, so either run the risk of assuming volume basis or check to assure the distribution basis. The mode is not as commonly used, but can be descriptive; in particular if there is more than one peak to the distribution, then the modes are helpful to describe the mid-point of the different peaks.

Most instruments are used to measure the particle size distribution, implying an interest in the width or breadth of the distribution. The field of statistics provides several calculations to describe the width of distributions, and these calculations are sometimes used in the field of particle characterization. The most common calculations are standard deviation and variance. The standard deviation (St Dev.) is the preferred value in our field of study.

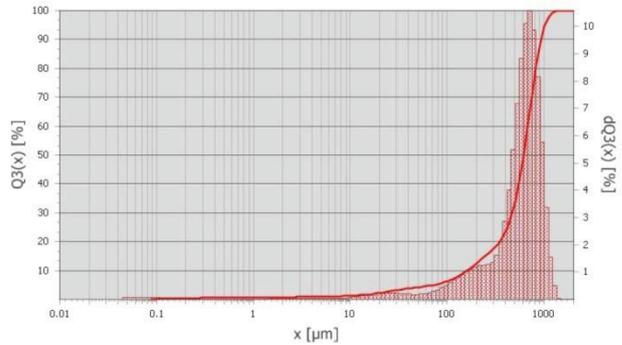
Once “model independent” algorithms were introduced many particle scientists began using different calculations to describe distribution width. One of the common values used for laser diffraction results is the span, with the strict definition shown in the equation below:

$$Span = \frac{D_{v0.9} - D_{v0.1}}{D_{v0.5}} \quad (2)$$

where  $D_{v0.5}$  or D50 is the median, defined as the diameter where half of the population lies below this value. Similarly, 90 percent of the distribution lies below the D90, and 10 percent of the population lies below the D10.

According to the results, obtained from ANALYSETTE 22 NanoTec plus, it is plotted the

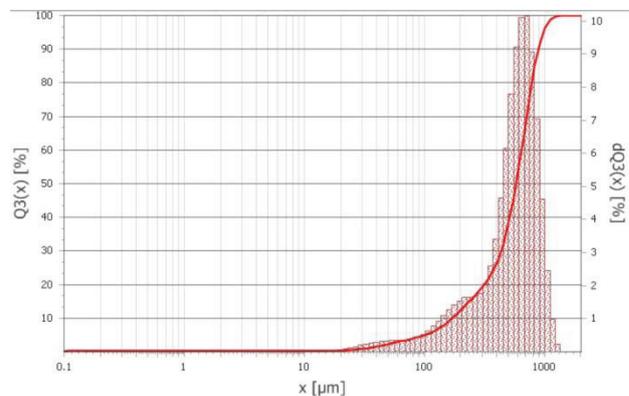
histogram and the cumulative frequency distribution in a sample of granular yogurt (see Fig.2). It is clear that the frequency distribution is non-symmetric. Analyzing Fig. 2 it is clear that the largest volume of the particles having a size between 250 and 1100  $\mu\text{m}$ , while the volumes of particle with size bigger than 1500  $\mu\text{m}$  are practically empty i.e there are no particle with such a size. The mode is 702.99  $\mu\text{m}$ .



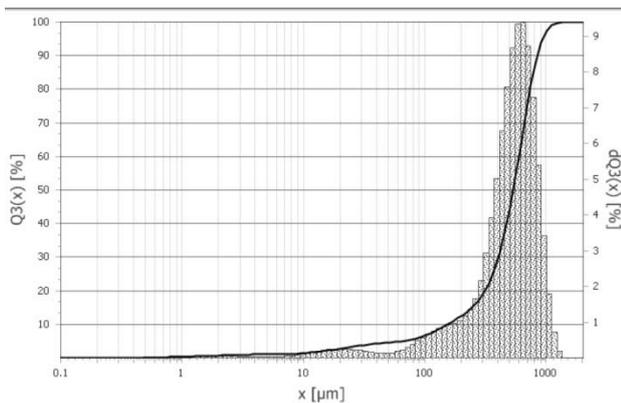
**Fig.2.** Histogram and cumulative frequency in a sample of granular yogurt

It is computed the other important parameters, namely volume mean  $D[4,3] = 587.4 \mu\text{m}$  and span = 1.25.

In the same way, were analyzed and the results of samples of granular yogurt with Xanthan gum and granular yogurt with CMC. The results are summarized in Fig. 3 and Fig.4.



**Fig.3.** Histogram and cumulative frequency in a sample of granular yogurt with Xanthan gum

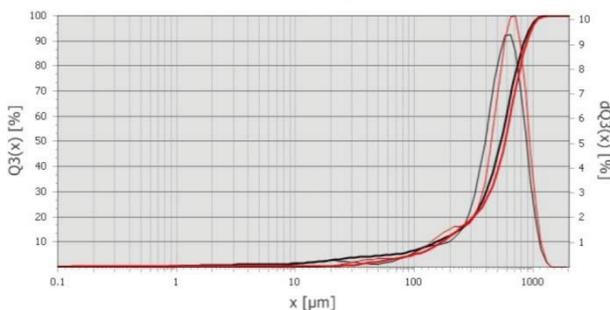


**Fig.4.** Histogram and cumulative frequency in a sample of granular yogurt with CMC

For the sample of granular yogurt with Xanthan gum the mode is 680.52  $\mu\text{m}$ , volume mean  $D[4,3] = 559.8 \mu\text{m}$  and span = 1.24. Again the frequency distribution is non-symmetric (Fig.3).

The volumes of particle with size between 0 and 20  $\mu\text{m}$  and size bigger than 1500  $\mu\text{m}$  are very small (closer to zero) which means that they practically are empty. The largest number of particles is concentrated in the interval between 300 and 1100  $\mu\text{m}$ . For the sample of granular yogurt with CMC the frequency distribution is non-symmetric (Fig.4). The mode is 617.34  $\mu\text{m}$ , volume mean  $D[4,3] = 524.5 \mu\text{m}$  and span = 1.30.

Comparison of the particles size distribution of the yogurt with CMC and yogurt with Xanthan gum is given in Fig. 5.



**Fig.5.** Comparison of the particles size distribution of the yogurt with CMC and yogurt with Xanthan gum

## CONCLUSIONS

The achieved experiments show a variance between particles distributions of the studied products. As expected the variation of the product

composition causes variation in the distributions, caused by the different physical characteristics of the product ingredients, as well. In the next stage will be studied the influence of the particle distributions on some physical properties of the product.

## ACKNOLEGMENTS

The research work reported in the paper is partly supported by the project AComIn "Advanced Computing for Innovation", grant 316087, funded by the FP7 Capacity Programme (Research Potential of Convergence Regions). The authors would like to acknowledge the support of Project DO1-192 of the National Research Fund, Ministry of Education and Science of Bulgaria, as well.

## REFERENCES

1. Georgieva L., (2009). *Balkan healthful nutrition*, COOP "HVP", Sofia,.
2. Bigliardia B. and Galatib F., (2013). Innovation trends in the food industry: The case of functional foods, *Trends in Food Science & Technology* vol. 31(2), pp. 118–129.
3. Mollet B., and Rowland I.,(2002) .Functional foods: at the frontier between food and pharma, *Current Opinion in Biotechnology*, vol. 13, pp. 483-485.
4. Mark-Herbert C., (2004). Innovation of a new product category e functional foods, *Technovation*, vol. 24, pp. 713 -719.
5. Piano D., Morelli M., Strozzi L., Allesina G. P., Barba S., Deidda M., Lorenzini F., Ballare P., Montino M., Orsello,M., (2006). Probiotics: from research to consumer, *Dig. Liver Dis..* vol. 38, pp. 248–255.
6. Nacheva I., Georgieva L., Doneva M., Metodieva P. and Tsvetkov Ts., (2013). High technology solutions for production of special purpose foods, XI International Scientific conference "Management and Engineering 13", vol. II, pp.727-733.
7. Miao S., Mills S., Stanton C., Fitzgerald F., Roos Y., (2008) .Effect of disaccharides on survival during storage of freeze dried probiotics , *Dairy Sci. Technol.*, vol. 88, pp. 19–30
8. Nacheva I., Doneva M., Todorov Y., Metodieva P., Miteva D., Dimov K. and Tsvetkov Tsv. (2014). Innovative technologies for creation of

probiotic foods, Bulgarian Journal of Agricultural Science, 20 (No 4), 830-833.

9. Bellows A. M., Grishtenko V.I.,(1994). *Cryobiology*, Kiev, Naukova Dumka, 1994.
10. Tripathi M. K., Giri S.K., (2014). Probiotic functional foods: Survival of probiotics during processing and storage, Journal of functional foods, 9, pp. 225–241.

#### **Contacts**

E-mail: terziyska@dir.bg

E-mail: yancho.todorov@iit.bas.bg

E-mail: iliana.nacheva@ikht.bg

E-mail: maria.doneva@ikht.bg

E-mail: petya.metodieva@ikht.bg

\*Institute of Information and  
Communication Technologies, Bulgarian  
Academy of Sciences

\*\*Institute of Cryobiology and Food  
Technologies, Agricultural Academy