TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO

INTERNATIONAL

SCIENTIFIC CONFERENCE

UNITECH 2017 GABROVO

SELECTED PAPERS

17 - 18 NOVEMBER 2017
GABROVO

The Conference is organized with the financial support of:

NPP KOZLODUY
AMK DRIVE AND CONTROLS GMBH
DSK BANK JSC
EXTRAPACK LTD.
SMC INDUSTRIAL AUTOMATION BULGARIA EOOD
IDEAL STANDARD - VIDIMA JSC
GWG GEWINDEWERKZEUGE GABROVO GMBH
STEMO LTD.
HAMBERGER BULGARIA GMBH
CERATIZIT BULGARIA AG

The papers have been reviewed

© TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO, 2017
© UNIVERSITY PUBLISHING HOUSE "V. APRILOV" – GABROVO, 2017
ISSN:

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ГАБРОВО

МЕЖДУНАРОДНА НАУЧНА КОНФЕРЕНЦИЯ

УНИТЕХ 2017 ГАБРОВО

ИЗБРАНИ ДОКЛАДИ

17 – 18 НОЕМВРИ 2017
ГАБРОВО

Конференцията се провежда с финансовата подкрепа на:

АЕЦ КОЗЛОДУЙ ЕАД
АМК ЗАДВИЖВАЩА И УПРАВЛЯВАЩА ТЕХНИКА ЕООД
БАНКА ДСК ЕАД
ЕКСТРАПАК ООД
ЕС ЕМ СИ ИНДАСТРИАЛ АУТОМЕЙШЪН БЪЛГАРИЯ ЕООД
ИДЕАЛ СТАНДАРТ – ВИДИМА АД
РЕЗБОНАРЕЗНИ ИНСТРУМЕНТИ ГАБРОВО ЕООД
СТЕМО ООД
ХАМБЕРГЕР БЪЛГАРИЯ ЕООД
ЦЕРАТИЦИТ БЪЛГАРИЯ АД

Докладите са рецензирани

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ГАБРОВО

МЕЖДУНАРОДНА НАУЧНА КОНФЕРЕНЦИЯ

УНИТЕХ’17

И З Б Р А Н И Д О К Л А Д И

Печат: Университетско издателство “Васил Априлов” – Габрово

ISSN:

ORGANIZING COMMITTEE

Chairman: Assoc. Prof. Iliya Zhelezarov, Ph.D.
Vice-Rector in charge of Research and Development

Members: Prof. Jordan Maximov, D.Sc.
Prof. Anatoliy Aleksandrov, Ph.D.
Prof. Stoyan Kapralov, D.Sc.

Technical Assistant:
Petya Peneva, MA

PROGRAM COMMITTEE

Chairman: Prof. Raycho Ilarionov, D.Sc.
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Members:

Acad. Chavdar Rumenin, Bulgaria
Acad. Dragoljub Mirjanić, Rep. Srpska, B&H
Acad. Peter Kralchevski, Bulgaria
Corr. Mem. Dimitar Dimitrov, Bulgaria
Corr. Mem. Prof. Tony Spassov, Bulgaria
Prof. D.H.C. D.Sc. Yuriyi Kuznetsov, Ukraine
Prof. D.H.C. Nikolay Ganev, Ph.D., Czech Republic
Prof. Lothar Otto, Germany
Prof. Emil Kolev, Ph.D., Germany
Prof. Dr. phil. Ludwig Hilmer, Germany
Prof. Elena Kovalenko, Pd.D., Ukraine
Prof. D.Sc. Iurii Iaremchuk, Ukraine
Prof. Mihail Prokofiev, Ph.D., Ukraine
Prof. D.Sc. Igor Sazonov, Belarus
Prof. D.Sc. Rumen Daskalov, Bulgaria
Prof. D.Sc. Vasil Kavardjikov, Bulgaria

THEMATIC SESSIONS

- **Electrical Engineering**
- **Electronics and Sensors Technics**
- **Communication Engineering and Technologies**
- **Computer Systems**
- **Computer Technologies**
- **Automation**
- **Design of Machines and Instruments**
- **Technologies in Mechanical Engineering**
- **Hydraulics, Pneumatics and Heat Engineering**
- **Mechatronics, Metrology and Quality Management**

C O N T E N S

ELECTRICAL ENGINEERING

THERMOELECTRIC GENERATOR SIMULATION BY USING MATLAB/SIMULINK 21
Hayati Mamur, Sait Gunes
Faculty of Engineering, Manisa Celal Bayar University, 45140, Manisa, Turkey

INVESTIGATION OF THERMOELECTRIC TECHNOLOGY APPLICATIONS IN AVIATION AND AEROSPACE SYSTEMS 25
Hayati Mamur, Yusuf Coban
Faculty of Engineering, Manisa Celal Bayar University, 45140, Manisa, Turkey

ENERGY-SAVING LED WATER PURIFICATION SYSTEM BASED ON UV LEDS 29
Govorov Pylyp[1], Neeshmakov Pavel[1], Govorova Katerina[1], Tereshchenko Yuri[1], Ivanova Irina[1], Beletskaya Evgeniya[2]
[1] O.M.Beketov National University of urban Economy in Kharkiv
[2] Ukrainian State University of Railway Transport

ANALYSIS OF RESULTS FROM THE REALIZATION OF REACTIVE POWER COMPENSATION BY CAPACITORS IN "MINI MARITSA-IZTOK" EAD 34
Plamen Tsankov[1], Plamen Dimitrov[2], Milko Yovchev[1]
[1] Technical University of Gabrovo
[2]Mini Maritsa Iztok EAD

NO-LOAD OPERATION OF SINGLE-PHASE TRANSFORMER AT LOW FREQUENCIES 40
Branko Koprivica[1], Sandra Milunovic Koprivica[2]
[1] University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak, Department of Electrical and Electronic Engineering, Serbia
[2] University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak, Department of Mechatronics, Serbia

ELECTRIC IMPACT DRILLS PERFORMANCE CHARACTERISTICS AT DYNAMIC AND STEADY-STATE REGIMES 45
Dimitar Spirov[1], Milko Dochev[2]
[1] University of Food Technology - Plovdiv
[2] Technical college - Lovech

DETERMINATION OF INDUCTION MACHINE PARAMETERS AND LOSSES IN CASE OF DYNAMIC AND STEADY-STATE OPERATING MODES 50
Dimitar Spirov, Nikolay Komitov
University of Food Technology – Plovdiv
Technical college - Lovech

EFFECTS OF VOLTAGE UNBALANCE ON TORQUE OSCILLATIONS IN INDUCTION MOTOR 55
Marko Šućurović[1], Milutin Petronijević[2], Nebojša Mitrović[2], Marko Rosić[1]
[1] University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences Čačak, Serbia
[2] University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia

SIMPLE MAGNETOMECHANICAL TORQUE SENSOR – DESIGN, CONSTRUCTION AND TESTING 62
Milos Bozic[1], Vojislav Vujicic[2], Marko Sucurovic[3], Branko Koprivica[4]
[1] University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak, Department of Mechatronics, Serbia
[2] University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak, Department of Mechanical Engineering, Serbia
[3] University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak, Department of Industrial Engineering, Serbia
[4]University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak Department of Electrical and Electronic Engineering, Serbia

TESTING STAND FOR RESEARCH ON IDUCTION MOTOR OPERATION IN GENERATOR MODE 67
Lyubomir Dimitrov, Svilen Rachev, Dimitrina Koeva
Technical University of Gabrovo

MATLAB APPLICATION FOR ANALYSIS AND EVALUATION OF ELECTRIC ENERGY TRANSMISSION STABILITY OF LONG TRANSMISSION LINES 73
Slobodan Bjelić[1], Nenad Marković[2], Uroš Jakšić[3], Bojan Jovanović[2], Bojan Prlinčević[3]
[1] Faculty of Technical Sciences, Kosovska Mitrovica, Serbia
[2] Higher Technical Professional School, Urosevac, Leposavic, Serbia
[3]Higher Technical Professional School Zvecan, Serbia

QUANTIZATION OF TRANSFORMER TRANSIENT WAVEFORMS UNDER NO-LOAD CONDITIONS BY USING HIGUCHI'S METHOD 79
Cengiz Polat Uzunoğlu[1], Mustafa Karhan[2]
[1] Istanbul University, Electrical and Electronics Engineering Department, Turkey
[2] Çankırı Karatekin University, Electronic Communication Tech. Prog., Turkey

SEGMENTATION OF VENTED WATER TREES IN MICROSCOPIC IMAGES USING IMAGE PROCESSING TECHNIQUES 84
Mustafa KARHAN[1,2], Cengiz Polat UZUNUOĞLU[2], Fatih ISSI[1], Mukden UĞUR[2]
[1] Electronics and Automation Department, Cankiri Karatekin University
[2] Department of Electrical and Electronics Engineering, Istanbul University

MODELING OF POWER CONVERTERS IN MICROGRIDS 91
Hristiyan Kanchev
Technical University of Sofia, Faculty of Electronic Engineering and Technologies, Department of Power Electronics, 1000 Sofia, 8 blvd. St. Kliment Ohridski

ELECTRONICS AND SENSORS TECHNICS

OPTOELECTRONIC INFRARED SAFETY CURTAIN 99
Draganov Nikola, Vasilev Stilyan
Department of Electronics, Laboratory of Sensors technology
Technical University of Gabrovo

STUDY OF OPERATION OF PELTIER MODULES IN CASCADE 105
Ivaylo Belovski[1], Anatoliy Aleksandrov[2], Kazolis Dimitrios Teodosios[2]
[1]Prof. D-r Asen Zlatarov University
[2] Technical University of Gabrovo

MICROPROCESSOR REALIZATION OF THE METEOROLOGICAL STATION IN ARDUINO DEVELOPMENT ENVIRONMENT 110
Velislava Raydovska, Slavi Lubomirov, Daniela Shehova, Angel Chekichev
University of Plovdiv Paisii Hilendarski, Faculty of Physics and Technology

ELECTRONIC DEVICE FOR MANAGEMENT OF REVERSAL DC MOTOR 116
Snezhinka Zaharieva, Dian Dimitrov
University of Ruse "Angel Kanchev"

MICROCONTROLLER-BASED OPEN HARDWARE PLATFORMS 121
Valentina Rankovska
Technical University of Gabrovo

APPROACHES FOR FAST CHARGING OF ELECTRIC VEHICLE BATTERIES 127
Stoyan Vuchev, Dimitar Arnaudov
Technical University of Sofia, Bulgaria

STUDYING THE POTENTIAL OF THE ICE TO ELECTRIC POWER PROPULSION CONVERSION FOR LIGHT VEHICLES 133
Radko Stoyanov Stoyanov, Marin Slavov Marinov
Technical University of Varna

DTMOS BASED LOW POWER LOW VOLTAGE INDUCTANCE SIMULATOR 138
Mustafa KONAL[1], Firat KACAR[1]
[1]Department of Electrical and Electronics Engineering, Istanbul University, Istanbul, Turkey

ANALYSIS AND MODELING OF RESONANT INVERTER WITH PARALLEL LOADED CAPACITOR 143
Nikolay Hinov
Technical University of Sofia, Faculty of Electronicg Engineering and Technologies, Power Electronics department, Sofia, Bulgaria

GENRALIZED MODEL OF PARALLEL RESONANCE INVERTER 148
Nikolay Hinov
Technical University of Sofia, Faculty of Electronicg Engineering and Technologies, Power Electronics department, Sofia, Bulgaria

A SMART HOME APPLICATION BASED ON IOT 153
Aleksandar Č. Žorić[1], Čedomir A. Žorić[2], Siniša S. Ilić[1], Bojan Jovanović[3]
[1]Faculty of Technical Sciences University of Priština, Serbia
[2] Bitgear Wireless Design Services Belgrade, SerbiaJovanović
[3] The Technical School-Uroševac, Leposavić, Serbia

SYSTEM FOR COLLECTING AND PROCESSING INFORMATION FROM A HALL SENSOR VIA A SINGLE BOARD COMPUTER 157
Iskren Kandov, Anatoliy Aleksandrov, Goran Goranov
Technical University of Gabrovo

VIRTUAL INSTRUMENT FOR ANGULAR POSITION AND VELOCITY MEASUREMENT BASED ON IMPROVED PSEUDORANDOM BINARY ENCODER 161
Goran Miljković, Miroljub Pešić, Milan Simić, Aleksandar Jocić
University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia

COMMUNICATION ENGINEERING AND TECHNOLOGIES

INFLUENCE OF REDUNDANT PACKET SENDING ON THE QUALITY OF VOIP CONNECTION 167
Dragan Mitić, Mihailo Stanić, Mladen Mileusnić, Aleksandar Lebl, Vladimir Matić, Žarko Markov
Institute for Telecommunications and Electronics, Iritel A.D. Belgrade, Serbia

A NEW MODEL FOR BASE STATION POWER CALCULATION AS A CONSEQUENCE OF USER MOBILITY 173
Aleksandar Lebl[1], Mladen Mileusnić[1], Dragan Mitić[1], Žarko Markov[1], Verica Marinković-Nedelicki[1], Ivica Marjanović[2]
[1] IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia
[2] VTI VKK, Serbia

DETERMINATION OF VIDEO-TELEPHONY CONNECTION QUALITY UNDER THE INFLUENCE OF PACKET LOSS 180
Dragan Mitić[1], Mihailo Stanić[1], Mladen Mileusnić[1], Aleksandar Lebl[1], Žarko Markov[1], Željka Tomić[2]
[1] Institute for Telecommunications and Electronics IRITEL A.D. Belgrade, Serbia
[2] High Engineering School Of Professional Studies Tehnikum Taurunum Belgrade Serbia

INFLUENCE OF TRAFFIC PROCESS CHARACTERISTICS ON THE ELECTRIC FIELD IN GSM BASE STATION CELL 186
Aleksandar Lebl, Mladen Mileusnić, Dragan Mitić, Vladimir Matić, Branislav Pavić, Žarko Markov
Institute for Telecommunications and Electronics IRITEL A.D. Belgrade, Serbia

RADIO BROADCASTING IN A COMPLEX ARCHITECTURAL ENVIRONMENT 192
Rosen Tsvetkov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

DEVELOPMENT OF AN INTEGRATION MODEL FOR VOICE OVER INTERNET PROTOCOL IN THE TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO'S NETWORK 197
Miroslav Stoyanov Slavov
Technical University of Gabrovo

APPROACHES FOR OPTIMIZATION OF KNOWN ACTIVE ELEMENT MODELS AS PER THE PURPOSES OF THE EXPLORATION 202
Miroslav Tomov
Technical University of Gabrovo

MÖBIUS STRIP SHAPED ANTENNA 208
Kliment Angelov
Technical University of Sofia

THE INFLUENCE OF MUSICAL NOISE, TYPE MAJOR AND MINOR CHORD, TO THE INTELLIGIBILITY OF SPEECH IN SERBIAN LANGUAGE 212
Dijana Kostić[1], Zoran Milivojević[1], Zoran Veličković[1], Darko Brodić[2]
[1]College of Applied Technical Sciences of Nis, Serbia
[2]University of Belgrade, Technical Faculty in Bor, Serbia

DESIGN, IMPLEMENTATION AND ANALYSIS OF A WIRELESS NETWORK COVERAGE USING A NANOSTATION 218
Michail Malamatoudis[1], Panagiotis Kogias[2] Nikolay Manchev[1], Stanimir Sadinov[1]
[1]Technical University of Gabrovo
[2]TEI – Kavala, Greece

MODELING AND ANALYSIS OF BROADBAND OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM BASED ON A PASSIVE OPTICAL NETWORK 223
Krasen Angelov[1], Stanimir Sadinov[1] Panagiotis Kogias[2], Michail Malamatoudis[1]
[1]Technical University of Gabrovo
[2]TEI – Kavala, Greece

SIMULATION MODELING AND RESEARCH OF 8-CHANNEL WDM SYSTEM 227
Stanimir Sadinov
Technical University of Gabrovo

COMPUTER SYSTEMS

INTEL AND XILINX TOOLS USED IN THE STUDENT'S EDUCATION PROCESS 235
Atanas Nikolov Kostadinov
Technical University – Sofia, Plovdiv branch

STATIC MULTI-STREAM WORD-BASED COMPRESSION ALGORITHM 240
Emir ÖZTÜRK, Altan MESUT
Computer Engineering Department, Trakya University – Edirne / TURKEY

A PHOTOPLETHYSMOGRAPHIC METHOD FOR MEASUREMENT OF THE WORK OF THE HEART 244
Galya Georgieva-Tsaneva, Krassimir Cheshmedzhiev
Institute of Robotics - Bulgarian Academy of Sciences

DETERMINING THE HURST EXPONENT OF HRV BY DISPERSION ANALYSIS AND DISPERSION INDEX 250
Galya Georgieva-Tsaneva
Institute of Robotics - Bulgarian Academy of Sciences

AN IOT SYSTEM FOR MONITORING ENVIRONMENTAL CONDITIONS AND ORIENTATION OF THE TELESCOPE 256
Dejan Vujičić[1], Željko Jovanović[1], Dijana Jagodić[1], Rade Pavlović[2], Nebojša Mitrović[1], Siniša Ranđić[1]
[1]Faculty of Technical Sciences in Čačak, University of Kragujevac, Serbia
[2]Astronomical Observatory, Belgrade, Serbia

MONITORING OF TECHNICAL NAVIGATION TOOLS 260
Stanislav Simeonov, Asen Iliev, Neli Simeonova
University „Prof. Dr. Assen Zlatarov", Burgas

COMBINATION OF MOMENTUM WITH ONE METHOD FOR FORECASTING OF MARKET TRENDS TO IMPROVE THE RESULTS 265
Ivan Blagoev, Nikolay Dokev
Institute of Information and Communication Technologies – BAS

COMPUTER TECHNOLOGIES

APPLICATION WRAPPER-BASED FEATURE SELECTION ON C4.5 DECISION TREE CLASSIFIER 273
Jasmina Đ. Novakovic[1], Alempije Veljovic[2], Sinisa S. Ilic[3], Vladimir Veljovic[2]
[1]Belgrade business school, Higher education institution for applied science, Belgrade, Serbia
[2] Faculty of technical science Cacak, University of Kragujevac, Cacak, Serbia
[3] Faculty of technical science in Kosovska Mitrovica, University of Pristina, Kosovska Mitrovica, Serbia

OBJECT MODEL OF POWER SUBSTATION FOR RELIABILITY EVALUATION 278
Dragoslav Perić[1], Miladin Tanasković [2], Slobodan Obradović[3]
[1]VIPOS, Valjevo, Serbia
[2]Freelance Consultant, Belgrade, Serbia
[3]Information Technology School Belgrade, Serbia

PERFORMANCE STUDY OF VIRTUALIZATION AND CONTAINERIZATION PLATFORMS FOR BIG DATA PROCESSING 283
Daniel Trifonov, Hristo Valchanov
Technical University of Varna

TESTING OF VULNERABILITIES IN WIRELESS NETWORKS 289
Veneta Aleksieva, Zhecho Dimitrov
Technical University of Varna

SATURATION AND PERFORMANCE ANALYSES ON AN EDUCATIONAL DATA SET WITH MACHINE LEARNING ALGORITHMS 294
Tolga Demirhan[1], Özlem Uçar[2]
[1]Trakya Üniversitesi Tunca Vocational College, Edirne Turkey
[2]Trakya Üniversitesi Engineering Faculty, Edirne Turkey

3D COMPUTER MODEL FOR PERSONAL FIXATOR IN ORTHOPEDIC THERAPY 300
Mariyana Ivanova Nikolova, Kostadin Georgiev Boyadjiev
St. Cyril and St. Methodius University of Veliko Turnovo, Bulgaria

ANALYSIS OF MOBILE BANKING IN EAST SERBIA 306
Radmila Janković[1], Darko Brodić[2]
[1]Mathematical Institute of the Serbian Academy of Sciences and Arts Kneza Mihaila 36, 11000 Belgrade, Serbia
[2]Technical Faculty in Bor University of Belgrade V.J. 12, 19210 Bor, Serbia

THE STATISTICAL CORRELATION OF DEMOGRAPHIC FACTOR INFLUENCE TO SOLVING FACIAL EXPRESSION CAPTCHAS 310
Darko Brodić, Branislav Ivanov, Milena Jevtić
Technical Faculty in Bor V.J. 12, 19210 Bor, Serbia

EXPERIMENTAL MODEL OF VIRTUAL SERVER BASED ON VMWARE ESXI 315
Jordan Kanev
Technical University of Gabrovo

THE DESIGN OF AN EMULATOR 318
Alpay DORUK, H. Nusret BULUŞ
Namık Kemal University, Turkey

JAVA SPRING BOOT REST WEB SERVICE INTEGRATION WITH JAVA ARTIFICIAL INTELLIGENCE WEKA FRAMEWORK 323
Željko Jovanović, Dijana Jagodić, Dejan Vujičić, Siniša Ranđić
Faculty of Technical Sciences in Čačak, University of Kragujevac, Serbia

EVALUATION OF HAP, ANGLESHARP AND HTMLDOCUMENT IN WEB CONTENT EXTRACTION 328
Erdinç Uzun, H. Nusret Buluş, Alpay Doruk, Erkan Özhan
Namık Kemal University, Turkey

COMPARISON OF STRING MATCHING ALGORITHMS IN WEB DOCUMENTS 332
H. Nusret Buluş, Erdinç Uzun, Alpay Doruk
Namık Kemal University, Turkey

MEASUREMENT OF SOFTWARE RELIABILITY 336
Aleksandar Dimov[1], Krasimir Baylov[2]
[1]University of Sofia "St. Kliment Ohridski", Faculty of Mathematics and Informatics, Institute of Mathematics and Informatics Bulgarian Academy of Sciences
[2]University of Sofia "St. Kliment Ohridski" Faculty of Mathematics and Informatics

AUTOMATION

GEO-REFERENCED SENSORS AND SENSOR NETWORKS 343
Kamen Boyadzhiev, Stefan Ivanov
Technical University of Gabrovo, Department of Automation, Information and Control Systems (AICS)

SMART CARTESIAN ROBOTIC ARM 347
Hilmi KUSCU, Kaan Ertugrul
Trakya University, Mechanical Engineering Department, Edirne/ Turkey

RESEARCH OF THE TRANSITIONAL PROCESS IN AN ELECTRICAL CIRCUITS VIA MATLAB ENVIRONMENT 352
Velislava Raydovska, Velichko Manev, Anton Haritev, Angel Chekichev
University of Plovdiv Paisii Hilendarski Faculty of Physics and Technology

APPROXIMATION OF FUNCTION THROUGH A HARDWARE REALIZED NEURAL NETWORK 358
Stanko Stankov, Stefan Ivanov
Technical University of Gabrovo

DEVELOPMENT OF A PLC BASED DATA ACQUISITION AND CONTROL SYSTEM FOR BIOMASS GASIFIERS 362
Figan DALMIŞ[1], Serkan TUĞ[1]
[1]Namik Kemal University the Vocational School of Technical Sciences

FUZZY PIDD^2 CONTROLLER FOR VIBRATORY BOWL FEEDER 365
Georgi Mihalev, Stanimir Yordanov
Technical University of Gabrovo

GLOBAL SYNCHRONIZATION OF THREE IDENTICAL CHAOTIC SYSTEMS 371
Hristina Stoycheva
Technical University of Gabrovo

PRECISION FILLING CONTROL APPLICATION WITH PLC FOR BIG BAG SCALE AUTOMATION 376
Aydın GÜLLÜ, Emrah AYDIN, Ozan AKI, Hilmi KUŞÇU
Trakya University, Turkey

ANDROID BASED ONLINE INDUCTION MOTOR TORQUE ANALYSIS AND CONTROL TOOL 380
Fatih Issi[1], Orhan Kaplan[2], Mustafa Karhan[1]
[1]Cankiri Karatekin University
[2]Gazi University

EXAMINING THE QUALITY OF UNIVERSITY CLASSES TIME-TABLE 386
Fatme Rashidova
Technical University of Gabrovo

METHODS FOR PROTECTION OF WEB APPLICATIONS 392
Aldeniz Rashidov
Technical university of Gabrovo

DESIGN OF MACHINES AND INSTRUMENTS

AUTOMATIC INTEGRATED GLASS CLEANING SYSTEM DESIGN AND ARCHITECTURE 401
Sezgin ERSOY, Ebuzer AYGUL, Ishak ERTUGRUL
Marmara University, Turkey

INFLUENCE OF SYNGAS COMPOSITION ON CALCULATIONS OF FLOW RATE MEASURED BY USING ORIFICE PLATES 405
Serkan TUĞ, Figan DALMIŞ
Namık Kemal University Vocational School of Technical Sciences, Turkey

TECHNOLOGIES IN MECHANICAL ENGINEERING

TURNTABLE ELECTROHYDRAULIC WIRING DESIGN AND PROTOTYPE MANUFACTURING 413
Rasim ORHAN, Soner ÇELEN
Department of Mechanical Engineering, Namık Kemal University, Tekirdağ, 59830, Turkey

STUDY OF RELIABILITY FOR A CLASS OF MILLING MACHINES 418
Madlena Zhilevska[1], Marin Zhilevski[2]
[1]Technical College of Lovech
[2]Technical University of Sofia

EXPERIMENTAL TEST OF HYDRAULIC EXTERNAL GEAR PUMPS 422
I. Savas DALMIS[1], *S. Ozmen ERUSLU[1], Murat BAHTİYAR[2]*
[1]Namik Kemal University Corlu Engineering Faculty Mechanical Engineering Department, Corlu, Tekirdağ, TURKEY
[2] Hema Hydraulic Machinery Industry and Trade Company, Çerkezköy, Tekirdağ, TURKEY

A RESEARCH OF ALN COATINGS OBTAINED FROM DIRECT CURRENT REACTIVE MAGNETRON SPUTTERING 428
Nikolay Ivanov, Dimitar Dechev, Petar Petrov, Maria Ormanova
Institute of Elecronics Bulgarian Academy of Science 72 Tzarigradsko Chausse, 1784 Sofia, BULGARIA

SURFACE ELECTRON BEAM ALLOYING LIGHT METALS USING TICN NANOPARTICLES 433
R. Lazarova[1], R. Dimitrova[1], St. Parshorov[1], P. Petrov[2]
[1]Institute of Metal Science Equipment and Technology with Hydro- and Aerodynamic Center "Acad. A. Balevski"- BAS, 67 Shipchenski prohod blvd.,1574 Sofia, Bulgaria
[2]Institute of Electronics "Acad. E. Djakov"- BAS, Tzarigradsko Chausse 72, 1784 Sofia, Bulgaria

FRICTION WELD OF AISI 304 STAINLESS STEEL AND PURE COPPER MATERIALS 438
Mumin Sahin, Cenk Misirli, Selcuk Selvi
Trakya University, Turkey

HYDRAULICS, PNEUMATICS AND HEAT ENGINEERING

ALTERNATIVE ENERGY SYSTEM DESIGN FOR AGRICULTURAL IRRIGATION ... 445
Aytaç MORALAR, Soner ÇELEN
Namık Kemal University, Turkey

COMPARISON OF DRYING TIME OF MICROWAVE AND HYBRID DRYER 450
Soner ÇELEN[1], Aytaç MORALAR[1], Mehmet Akif KARATAŞER[2]
[1]Namık Kemal University, Çorlu Engineering Faculty Çorlu/Tekirdağ, TURKEY
[2]Namık Kemal University Vocational School of Technical Sciences Tekirdağ, TURKEY

DESIGN OF CORROSION TEST MECHANISM WITH PNEUMATIC SYSTEM FOR WINDOW ESPAGNOLETTE COUNTER 454
Aytaç MORALAR
Namık Kemal University, Çorlu Engineering Faculty Çorlu/Tekirdağ, TURKEY

OCCURRENCE AND TYPES OF CAVITATION IN HYDRAULIC MACHINES AND SYSTEMS 459
Georgi Panchev, Hristo Hristov
Technical University of Gabrovo

MECHATRONICS, METROLOGY ANG QUALITY MANAGEMENT

APPLICATION OF PSEUDORANDOM POSITION ENCODER FOR CRANE POSITIONING 465
Ivana Stojković, Goran Miljković, Dragan Denić, Dragan Živanović
University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia

НАПРАВЛЕНИЕ 1

ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

SESSION 1

ELECTRICAL ENGINEERING

THERMOELECTRIC GENERATOR SIMULATION BY USING MATLAB/SIMULINK

Hayati Mamur
Faculty of Engineering, Manisa Celal Bayar University, 45140, Manisa, Turkey
hayati.mamur@cbu.edu.tr

Sait Gunes
Faculty of Engineering, Manisa Celal Bayar University, 45140, Manisa, Turkey

Abstract

Due to the limited and inefficient sources of energy in our world, the search of new alternative energy sources and methods are continued. One of these sources is geothermal and waste heat energies. Thermoelectric generators (TEGs) can be used to convert these energies into electrical energy. Particularly, generating energy using waste heat energy is a big advantage. It provides an energy efficiency. In this paper, a MATLAB/Simulink simulation of a TEG system has been handled for accelerating of the TEG research, development and installation phases. The equations of TEGs has been embedded in the Simulink program. The user can find out by simulation how to get a result by entering specific values related to TEG system outputs. By means of the carried out simulation program, practitioners provide great benefits great benefits in terms of time and cost.

Keywords: thermoelectric, thermoelectric generator, geothermal energy, waste heat, energy, MATLAB/Simulink.

INTRODUCTION

Energy is an indispensable part of our life that is used in every field such as industry, health sector, transportation and home. Nowadays, energy is obtained are oil, coal, hydroelectric, geothermal, wind, solar and nuclear power plants.

The most used energy resources are limited resources in nature and they would be soon run out because they are used extensively. The using of these resources is also harmful for the environment. Moreover, a considerable part of these resources are wasted without being converted into electrical energy as waste heat. The using of hydroelectric, geothermal, wind, use of solar energy resources is insufficient compared to the use of other energy resources. Whereas, these resources are friendly resources. In addition, they are always in the world and are always renewing.

In the world, there is a need to produce energy with eco-friendly methods for the increased energy demand. One of the important methods is the employing of thermoelectric generators (TEGs) [1].

In 1821, a new feature of some semiconductors was discovered by Thomas Seebeck. These semiconductors generate electricity when there is a temperature difference between the two surfaces. It was called Seebeck Effect. The widely employed thermoelectric materials in TEGs are Bismuth Telluride (Bi_2Te_3). These are utilized until 350°C. Their efficiency is less than %10. However, the value is not small when considering the energy save from waste heats. For this reason, the energy save from waste heats comes at the forefront of TEG applications. In here, as an example, it can be given an automobile exhaust system that energy of 0.94 kW was extracted from waste exhaust heat [2].

On the other hand, TEGs have many advantages. They do not have moving parts, do not require maintenance and last long. But their yields are a little low and a little expensive.

THERMOELECTRIC GENERATOR

Thermoelectric materials are called semiconductors that generate current when

there is a temperature difference between two surfaces. A thermoelement that is illustrated in Figure 1 is obtained from conjunction of p- and n-type semiconductors.

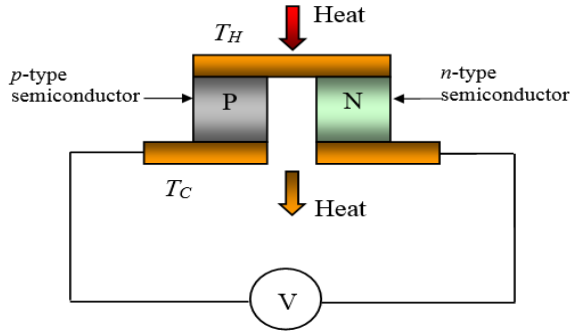
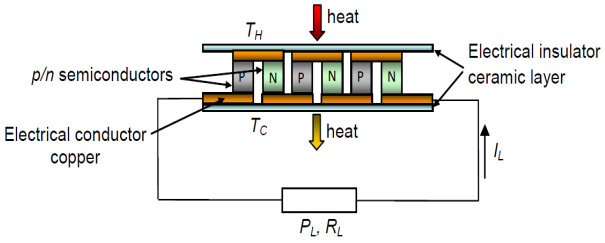
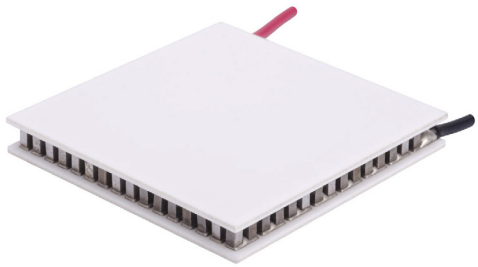


Fig. 1. *Thermoelement*

Many TEs that are connected in electrically series to increase voltage and in thermally parallel to decrease thermal resistance by means of ceramic plates consist of a thermoelectric module (TEM). A thermoelectric module picture is depicted in Figure 2. Figure 2a shows parts of TEM in TEG mode and Figure 2b demonstrates a TEM picture.



(a)



(b)

Fig. 2. *A Thermoelectric module (a) in TEG mode and (b) a TEM*

THERMOELECTRIC EQUATIONS

The electricity generation of TEGs depends on the Seebeck coefficient α. The Seebeck coefficient is a value depending on the property of the semiconductor [3]. Bi_2Te_3 of Seebeck coefficient is greater than 500 μV/°C. The obtained voltage from TEG is directly proportional with Seebeck coefficient and temperature difference. The equation is given as below:

$$V = \alpha.\Delta T \tag{1}$$

where, V is obtained voltage and ΔT is the temperature difference between the TEG surfaces. Seebeck coefficient is a constant value and it is clarified as below:

$$\alpha = \frac{2V_{\max}}{\Delta T} \tag{2}$$

where, V_{max} is obtained maximum voltage from the TEG. The temperature difference is explained as follows:

$$\Delta T = T_H - T_C \tag{3}$$

where, T_H and T_C are hot and cold surface temperatures, respectively.

When there is not a load at the ends of a TEG, the obtained voltage is called the open circuit voltage V_{OC}. When the pins of a TEG is short-circuited, the passing current is called the short circuit current I_{SC}. The derived maximum power from the TEG is a maximum value when the open circuit voltage and the short circuit current have a half value. This situation is given as follows:

$$P_{\max} = \frac{V_{OC}}{2} \cdot \frac{I_{SC}}{2} \tag{4}$$

where, P_{max} is the maximum power generated from the TEG. In TEGs, the figure of merit (FOM) Z is very important and is given as follows:

$$Z = \frac{\alpha^2}{R_{in}\kappa_{th}} \tag{5}$$

where, R_{in} and κ_{th} are the internal resistance and the thermal conductivity of the TEG, respectively. In order to an efficient conversion of the TEG, internal resistance of

the TEG and the connected load resistance R_L have to match. The rate of the internal and the load resistances is given as follows:

$$m = \frac{R_L}{R_{in}} \tag{6}$$

The resistance rate is used for energy efficiency, current and thermal conductivity. The thermal conductivity is expressed as like:

$$\kappa_{th} = \frac{\alpha^2}{R_{in} Z} \tag{7}$$

Depending on the resistance rate, the obtained current I from the TEG is given as follow equation:

$$I = \frac{\alpha \cdot \Delta T}{(1+m) R_{in}} \tag{8}$$

The efficiency of the TEG is expressed as both TEG properties and system input power. Depending on the resistance rate, it is explained as like [4]:

$$\eta = \frac{m \cdot Z \cdot \Delta T}{(1+m)^2 + Z\left[(m+0.5)T_H + 0.5T_C\right]} \tag{9}$$

Moreover, depending on the system input power Q_H, the TEG efficiency is represented as follow:

$$\eta = \frac{I^2 \cdot R_L}{Q_H} \tag{10}$$

The maximum efficiency of TEG being not depending on the resistance rate is clarified as follows:

$$\eta_{\max} = \frac{Z \cdot \Delta T}{4 + Z(1.5T_H + 0.5T_C)} \tag{11}$$

If the efficiency value is known, then the FOM value can also be found by the equation given below:

$$Z = \frac{4\eta_{TEG}^{\max}}{\Delta T - \eta_{TEG}^{\max}(1.5T_H + 0.5T_C)} \tag{12}$$

Paying attention to the above equations, the efficiency of the TEG is highly dependent on the temperature difference and the load resistance. When the load connected to the output of the TEG matches the internal resistance of the TEG, the highest power is taken. But this does not always happen. Various converters are used with TEGs to stabilize both the voltage of the TEG and the impedance balance. Many maximum power point tracing (MPPT) methods are used to provide impedance matching.

TEG SIMULATION AND RESULTS

Simulations provide benefits both cost and time rather than the actual physical implementation for researchers. For this purpose, a simulation of the TEG has been carried out in the paper by using above TEG equations. The simulation is performed by MATLAB/Simulink program. The program is suitable and user friendly. Also it gives flexible solutions.

To examine the characteristic value of a TEG that is heated by a surface waste heat and cooled by the other surface water, input temperatures and Seebeck coefficient are employed. The first values is obtained from the datasheet of TEG. According to the input temperatures, the obtained values is illustrated in Figure 3. In Figure 3, the output values of only one TEG is given. For applications, much more TEGs are used. They are connected in series and in parallel. The parallel connection is preferred when the voltage is insufficient and the series connection is preferred when the current are insufficient. In order to realize this situation, serial and parallel numbers are placed in the simulation as shown in Figure 4 and calculations have been executed for three parallel braches to which four TEGs are connected in series.

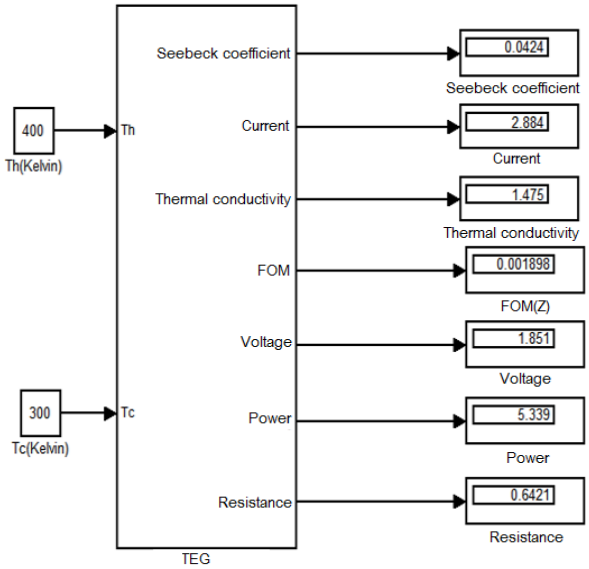


Fig. 3. *According to the input temperatures, the obtained values of the TEG*

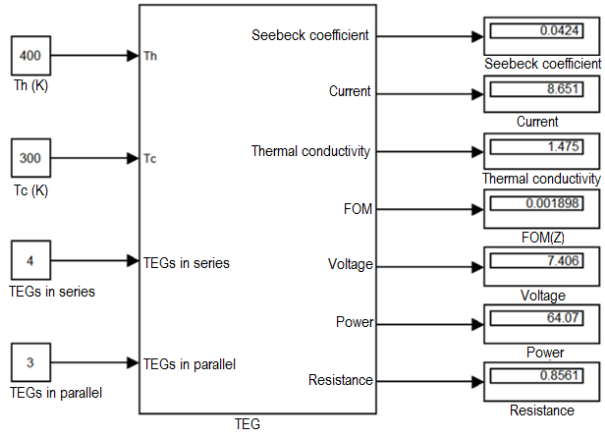


Fig. 4. *Calculations for parallel and series connections of TEGs*

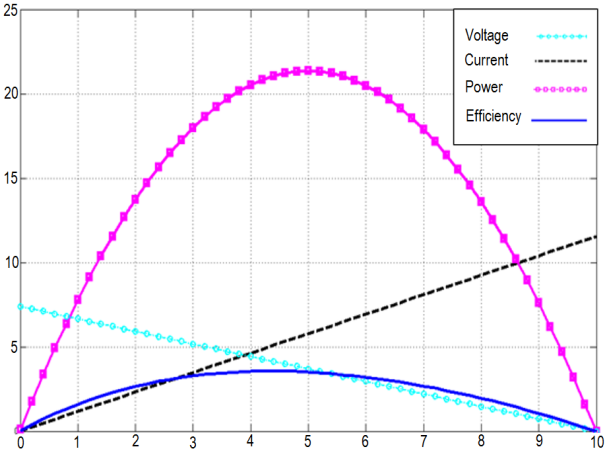


Fig. 5. *Current, voltage, power and efficiency as a function of the load resistance*

For three branch in parallel connection, each of them consist of four in series connected TEG, the internal resistance of TEG increases by 4/3. The current rises to three times and the voltage climbs to four times. As a result of all this, the generated power reach 12 times. Other values remain constant.

According to the obtained data, current, voltage, power and efficiency can be plotted as a function of the load resistance. These curves is presented in Figure 5. In Figure 5, the cold and heat side temperatures of TEG are arranges as 30°C and 130°C. In this case, the maximum power of 22 W is obtained. The power useful that can operate many devices and tools.

CONCLUSION AND FUTURE WORK

By means of the study, TEGs was modelled in MATLAB/Simulink software. The number of parallel and serial branches to be used in a TEG system can be easily entered with the developed software. The maximum power and efficiency values that can be obtained from the TEG can easily be plotted by means of the used software as a function of the load resistor.

In another study, these values will be connected to a dc-dc converter. The algorithms to be used in the DC-DC converter will provide MPPT.

REFERENCES

[1]. Mamur, H., & Ahiska, R. (2014). A review: Thermoelectric generators in renewable energy. *International Journal of Renewable Energy Research*, 4(1), 128-136.

[2]. Liu, X., Deng, Y. D., Li, Z., & Su, C. Q. (2015). Performance analysis of a waste heat recovery thermoelectric generation system for automotive application. *Energy Conversion and Management*, 90, 121-127.

[3]. Faria, M. A., Stecanella, P. A., Domingues, E. G., Gomes, P. H., Calixto, W. P., & Alves, A. J. (2015, June). Modeling, simulation and control of a thermoelectric generator. *In Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, pp. 1373-1378.

[4]. Ahiska, R., Mamur, H., & Ulis, M. (2011). Modelling and experimental study of termoelectric module as generator. *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 26(4), 889-896.

INVESTIGATION OF THERMOELECTRIC TECHNOLOGY APPLICATIONS IN AVIATION AND AEROSPACE SYSTEMS

Hayati Mamur
Faculty of Engineering, Manisa Celal Bayar University, 45140, Manisa, Turkey
hayati.mamur@cbu.edu.tr

Yusuf Coban
Faculty of Engineering, Manisa Celal Bayar University, 45140, Manisa, Turkey

Abstract

With the increase in energy demand, the use of renewable resources in different areas is increasing and their use is encouraged. As in every sector, the need for electrical energy in aviation and space technologies also arises in many areas. To meet this need, electricity is generated in different ways in these technologies. One of the methods of producing electricity is to operate the thermoelectric modules (TEM), which convert the temperature difference between the surfaces into electrical energy on thermoelectric generator (TEG) mode. The power of semiconductor TEGs increases via the temperature difference between the hot and cold surfaces. In addition, TEMs are also used as thermoelectric coolers (TEC) for air conditioning in aviation and aerospace technologies. In this case, an electric power supply is supplied to the running TECs. Depending on the given power, a temperature difference between TEC surfaces occurs. The use of aviation and aerospace systems for the conversion of waste and geothermal temperatures into electrical energy and air conditioning processes increase day by day due to lack of mobile parts, silent running, maintenance free, long lifespan and stable running. In this study, the usage areas and applications of TEMs in aviation and aerospace technologies are examined.

Keywords: Aviation, Aerospace, thermoelectric, thermoelectric module, thermoelectric generator, thermoelectric cooler.

INTRODUCTION

Thermoelectric energy has always been mentioned in aviation and space systems, which require reliable performance under difficult working conditions. For example, all the power and wireless sensor networks that use their motors heat to monitor their situation are used.

Recent innovations are increasingly taking place in this field as well as in the whole sector. In this study, applications of some aviation and aerospace systems using thermoelectric devices are examined. Sensor and wireless sensor networks have been developed with thermoelectric generators (TEGs) that monitor dangerous structural wear and tear on civil and military aircraft. In the space sector, TEGs are used in satellite and discovery surveillance systems.

THERMOELECTRIC GENERATOR

Semiconductor materials that convert electrical energy into temperature difference or temperature difference into electrical energy are thermoelectric materials. Bismuth Telluride (Bi_2Te_3) is one of the most common and widely used thermoelectric materials [1]. The devices made from these materials are TEGs [2]. Having low efficiency (<10) and being expensive are the biggest disadvantages [3], however, following features are the advantages of a TEGs: having immobile parts, silent running, maintenance free, long lifespan and stable running.

Figure 1 shows the structure and running principle of a TEG. When a temperature difference is created between the TEG surfaces, a voltage difference occurs between the ends of the TEG and the current flows through the load.

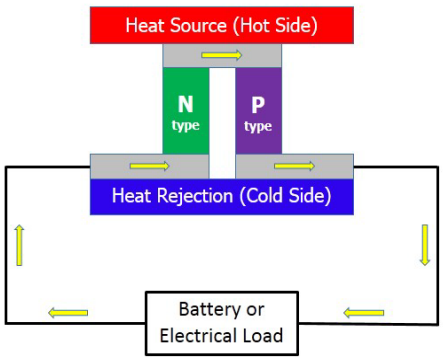


Fig.1. *TEG principle*

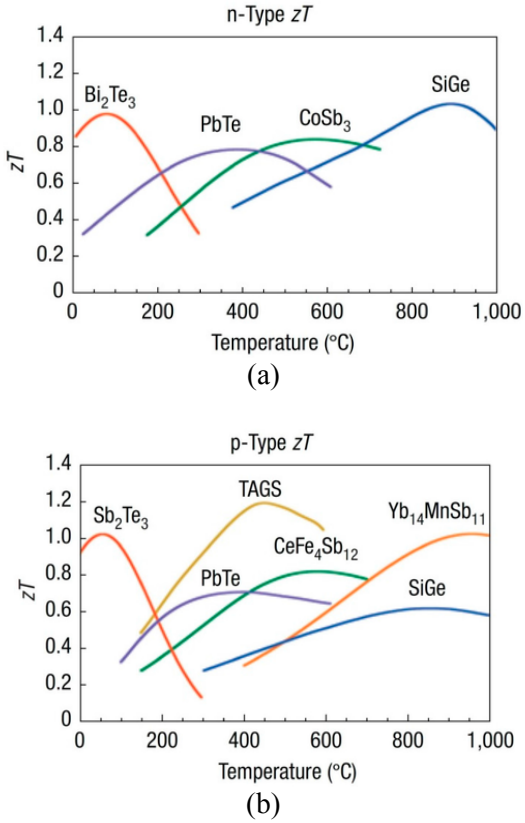


Fig.2. *Quality factors of thermoelectric materials due to temperature (a) n-type and (b) p-type [5]*

The thermoelectric effect is the direct conversion of the temperature difference into an electrical potential difference or voltage. Thermoelectric effect occurs due to the presence of load carriers in semiconductors, their portability and their ability to carry heat and charge at the same time. To form a thermoelectric pair, two types of thermoelectric material are required: n-type with free electrons and p-type with free holes.

TEGs operate according to the Seebeck effect principle. Temperature difference forms potential difference and this potential difference transforms into electric energy and this is called Seebeck effect. The potential difference V generated from the temperature difference ΔT [4] and its relation with Seebeck coefficient α is explained by the following equation:

$$V = \alpha \cdot \Delta T \tag{1}$$

where, α is the Seebeck coefficient and its unit V/K.

The figure of merit of a thermoelectric material can be written as:

$$Z = \frac{\alpha^2}{\rho \cdot \lambda} \tag{2}$$

or

$$zT = \frac{\alpha^2 \cdot T}{\rho \cdot \lambda} \tag{3}$$

where, ρ is the resistivity of the material (Ω.m) and λ is the conductivity (S). The second equation is only the first equation multiplied by the temperature. Since the materials exhibit different conductivities at different temperatures, the value of Z varies accordingly with temperature. Therefore, for correct comparison, the efficiency is multiplied by T.

The quality coefficients of some n- and p-types of thermoelectric materials vary depending on the temperature are given in Figure 2. While Bi_2Te_3 n-type thermoelements are used up to about 250°C, SiGe type thermoelements can be used up to 1000°C. The quality coefficients of almost all thermoelements vary from about 0.4 to 1.2, as shown Figure 2(a) and (b) [5].

On the other hand, thermoelectric coolers (TECs) operate according to the Peltier effect principle. This effect is the opposite of the Seebeck effect. In this case, when applying electrical potential difference to the positive and negative terminals of the thermoelements, one of the surfaces of the thermoelements is heated while the other is cooling. Emerging energy (W) is explained as follows:

$$W = \frac{I^2 \cdot (R_a + R_b)}{2} \tag{4}$$

where, I is current (A), R_a and R_b are n- and p-type thermoelement resistance (Ω).

The heating from the square depends on the applied current and the electrical resistances of the thermoelements. Heat conduction depends on the temperature difference and the heat transfer capacities.

While TECs convert electricity energy to Peltier effect temperature, TEGs convert the applied temperature difference to electric power. They work with the opposite logic. This doesn't mean that every TEC element is used in the form of TEG. While TEGs are designed for energy production, TECs are used for conditioning purposes by creating a temperature difference. Their zT values are different [6]. Figure 3 shows a thermoelectric module (TEM) layout.

Fig.3. *Typical TEM layout (40x40 mm)*

TEG APPLICATIONS IN AEROSPACE SYSTEMS

Radioisotope thermoelectric generators (RTG) on the basis of nuclear energy have been used in the space industry since the beginning of space exploration with a combination of thermal generators [7]. RTGs do not use nuclear fission or fusion, but use heat from the natural radioactive half-life of plutonium-238 [8]. The first use of the TEG is based on the US Navy's satellite, which was sent in 1961 for discovery and surveillance. This satellite, which was used for over 15 years, produced about 2.7 W of electricity with the SNAP-3 nuclear auxiliary generator (SNAP-3) [9]. RTGs have been used because of their low mass and extreme reliability. They are suitable for remote tasks where solar panels are insufficient to provide energy from sunlight. Voyager I and II spacecraft, which started in 1997, are connected in addition to solar systems due to the high reliability of RTGs. Each spacecraft is equipped with 3 RTGs that deliver about 0.4 kW at about 7 kW. Electricity can provide up to 2020 capacity [10]. In 1997 the Cassini-Huygens spacecraft, jointly sent by NASA and the European Space Agency to study Saturn and its satellites, was also reinforced with three RTGs [11].

TEG APPLICATIONS IN AIRCRAFT AND HELICOPTERS

The most important purpose in aircraft and helicopter systems is to increase reliability and reduce operating expenses. For this reason, sensors and energy sources placed in places inaccessible to these aircrafts are of great importance. Therefore, it is important to combine energy sources that can be used independently with monitoring and fault detection sensor network systems [12].

An airplane offers numerous temperature differential opportunities to effectively set up TEGs. This can be the temperature difference between the inside and outside of the passenger compartment and the temperature difference between the turbine engine bearings and ambient air [13].

There is a significant amount of heat release from aircraft jet engines and helicopters' turbine engines. A preliminary study by Boeing Research & Technology has shown that 0.5% or more fuel reduction can be achieved with TEG. This means a reduction in fuel costs of US commercial aircraft of 0.5% and operating costs of up to $12 million per month [14-16]. In a work done, electrical power can be provided with Bi_2Te_3 TEG added to the motor nozzles, but this significantly increases the weight of the vehicle [17]. In addition, turboshaft engines used in helicopters and propeller aircraft have heat release in compressor segments, combustion chamber and exhaust outlet. TEGs can be installed in these different zones, contributing to electric energy production. However, care should be taken not to adversely affect the operation of the turbo shaft motor. The important thing to note here is the weight that TEGs bring to air vehicles. Taking into account the power density produced, it is suggested that this weight amount be 0.5 kW/kg [18].

Future roadmap will probably add the weight constraints of the TEG to the design of the aircraft engine or add them to an area with a hot heat flow and a cold heat flow in advance.

New investigations will also contribute to thermoelectric materials. However, it should be noted that the weight of the TEGs must be included in the total weight.

CONCLUSION

The use of waste heat to generate electrical energy using TEGs appears in a number of applications. The fact that power density is higher than photovoltaic panels in particular makes them attractive in space and aviation sectors. It can reduce fossil fuel consumption and CO_2 emissions significantly if it is integrated in the construction of air and space vehicles to reduce its impact on its weight. These robust long-life devices provide reliable and long-term use of the sensors and their associated communication circuits without the need for a battery. Highly environmentally friendly and reliable modules add value, but today they are limited due to their low efficiency and prices.

REFERENCES

[1] Mamur, H. and Bhuiyan, M.R.A. (2017), "Development of Bismuth Telluride nanostructure pellet for thermoelectric applications", *Istanbul International Conference on Progres in Applied Science 2017 –ICPAS 2017*, pp. 1-5, Istanbul, Turkey.

[2] Ahıska, R. and Mamur, H. (2014) "A review: Thermoelectric generators in renewable energy", *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol. 4, No 1, pp. 128-136.

[3] Ahiska, R. and Mamur, H. (2016), "Development and application of a new power analyzes system for testing of geothermal thermoelectric generators", *International Journal of Green Energy*, Vol. 13, No 7, pp. 672- 681.

[4] Riffat S.B. and Ma, X. (2003), "Thermoelectrics: a review of present and potential applications", *Applied Thermal Engineering*, Vol. 23, pp. 913-935.

[5] Snyder, G.J. and Toberer, E.S. (2008), "Comply thermoelectric materials", *Nature Materials*, Vol. 7, pp. 105-114.

[6] Mamur, H. and Ahiska, R. (2015), "Application of a DC-DC boost converter with maximum power point tracking for low power thermoelectric generators", *Energy Conversion and Management*, Vol. 97, pp. 265-272.

[7] Champier, D. (2017), "Thermoelectric generators: A review of applications", *Energy Conversion and Management*, Vol. 140, pp. 167-181.

[8] Cataldo, R.L. and Bennett, G.L. (2011), "U.S. Space radioisotope power systems and applications: past, present and future, radioisotopes - applications in physical sciences".

[9] Schwartz, L.I. and Shure, H.J. (1965), "Survey of electric power plants for space applications", *Fifty-Eight National Meeting of the American Institute of Chemical Engineers*, Philadelphia, Pennsylvania.

[10] Voyager, the interstellar mission n.d. <http://voyager.jpl.nasa.gov/spacecraft/index.html> [accessed September 2, 2017]

[11] Spacecraft Power for Cassini - NASA fact sheet; 1999.

[12] Ancik, Z., et al. (2014), "Simulation modelling of MEMS thermoelectric generator for aircraft applications." *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, 16th International. IEEE.

[13] DigiKey Electronics <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/apr/thermoelectric-energy-generation-takes-flight-for-aircraft-and-spacecraft-monitoring> [accessed June 1, 2017]

[14] Brunetti, M., Cogliati, A., Iannucci, D. and Scandroglio A. (2015), "Aircraft capable of hovering having an exhaust duct with thermoelectric conversion circuit", Google Patents.

[15] Brillet, C. (2015), "Thermoelectric generation for a gas türbine", Google Patents.

[16] Kwok, D.W., Huang, J.P., Skorupa, J.A. and Smith, J.W. (2009), "Thermoelectric generation system", Google Patents.

[17] Kousksou, T., Bedecarrats, J-P., Champier, D., Pignolet, P., Brillet, C. (2011), "Numerical study of thermoelectric power generation for an helicopter conical nozzle", *Journal Power Sources*, Vol. 196, No 8, pp. 4026–4032.

[18] Chabas, J., European Commission: CORDIS: Project & Results Service: Final Report Summery – THETAGEN (Thermoelectric for engine control system) n.d. <http://cordis.europa.eu./result/rcn/164433_en.html > [accessed September 8, 2017]

ENERGY-SAVING LED WATER PURIFICATION SYSTEM BASED ON UV LEDS

Govorov Pylyp
O.M.Beketov National University of urban Economy in Kharkiv

Neeshmakov Pavel
O.M.Beketov National University of urban Economy in Kharkiv

Govorova Katerina
O.M.Beketov National University of urban Economy in Kharkiv

Tereshchenko Yuri
O.M.Beketov National University of urban Economy in Kharkiv

Ivanova Irina
O.M.Beketov National University of urban Economy in Kharkiv

Beletskaya Evgeniya
Ukrainian State University of Railway Transport

Abstract
The estimation of energy efficiency of drinking and sewage treatment systems is given. The possibility of using ultraviolet light-emitting diodes in water purification systems is considered. The proposed technical solutions for the construction of water purification systems based on ultraviolet light-emitting diodes.

Keywords: ultraviolet, bactericidal plant, water disinfection, LEDs, energy efficiency

Оценка эффективности существующих бактерицидных установок. Как известно, коротковолновое ультрафиолетовое (УФ) излучения в диапазоне волн 200-320 нм (диапазон УФ-С) обладает сильным бактерицидным действием, что позволяет использовать его для создания много-целевых уни-версальных облучательных установок, имеющих широкое применение в ме-дицине, промышленности, коммуналь-ном хозяйстве и быту. Коротковолно-вое УФ излучение, имеет большую энергию квантов, действующих на бактерии, приво-дит к коагуляции белка, содержащегося в них, в результате чего бактерии, микробы, вирусы и их споры погибают. Особое значение это имеет при использовании УФ установок для обеззараживания питьевых, хозяйственных и сточных вод.

В связи с массовым применением УФ установок выдвигает требования к эффективности их работы. Установлено[1], что наибольшую бактерицидную эффектив-ность имеет диапазон излучения длины волн λ = 254-257 нм. Исходной величиной бактерицидной эффективности является бактерицидный поток - это лучевой поток, который определяет излучение по его гу-битель-ному воздействию на бактерии:

$$\Phi_б = К_{бм} \int_{\lambda=200нм}^{\lambda=400нм} \varphi(\lambda) К_б(\lambda) d(\lambda), \quad (1)$$

где $К_б(\lambda)$ – известная спектральная бакте-рицидная эффективность излучения, $К_{бм}$ – максимальная бактерицидная эффектив-ность излучения (бакт/Вт), λ – длина волны излучения.

В качестве единицы бактерицидного потока принято бакт – это бактерицидный поток излучения с длиной волны 254 нм,

мощностью 1 Вт. Плотность бактерицидного потока на поверхности (бактерицидная излучательность) измеряется в бакт/м2: $E_б = d\Phi_б/dA$. Соответственно[2], сила бактерицидного излучения – это угловая плотность бактерицидного потока (бакт/стер):

$$I_б = d\Phi_б/d\omega, \qquad (2)$$

где ω – телесный угол (стерадиан).

В настоящее время преимущественно применение в бактерицидных установках нашли разрядные лампы[3]. Однако в силу недостаточной энергетической эффективности их массовое применение сопряжено с большими эксплуатационными затратами. В то время, при питании разрядных ламп напряжением повышенной частоты наблюдается рост интенсивности лучистого излучения резонансных линий паров ртути при λ=184,9 нм и λ=253,7 нм.

Проведенные авторами исследования с разрядными лампами в диапазоне частот напряжения питания синусоидальной формы от 50Гц до 1300 кГц позволили оценить это явление. В качестве приемника излучения использовался дифракционный спектрограф с фотоприемником излучения ФЕУ-27, а в качестве эталона излучения была применена лампа температурная с ленточным телом накаливания типа СИ-10-300 яркостная температура которой отвечала 2173 К.

Для контроля правильности (адекватности) измерений спектральных характеристик излучения использовалась шаровая безэлектродная лампа, которая питалась напряжением высокой частоты 1,3 МГц, спектральные характеристики которой известны. Для исключения внешних факторов в процессе измерений были определены коэффициенты пропускания кварцевого стекла колбы лампы от частоты, а также зависимость спектральной части излучения тела накаливания от длины волны λ(рис. 1).

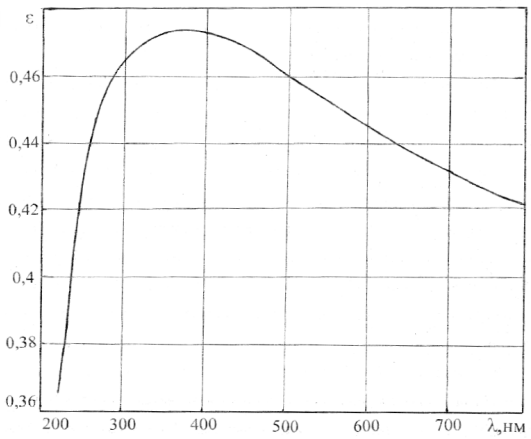


Рис. 1. *Зависимость спектрального коэффициента излучения вольфрама от длины волны.*

По значению яркостной температуры и спектрального коэффициента излучения была определена спектральная плотность излучения ламп[4]:

$$\varphi_X(\lambda, T) = i_X(\lambda, T)\varphi_{ет}(\lambda, T)/i_{ет}(\lambda, T) \qquad (3)$$

Спектральная плотность излучения температурной лампы определялась по формуле:

$$\varphi_{ет}(\lambda, T) = \varphi_{вольфр}(\lambda, \tau) \qquad (4)$$

где $\varphi_{вольфр}(\lambda, \tau) = \varphi\tau(\lambda, T) * \varepsilon(\lambda, T)$ – спектральная плотность излучения вольфрамового тела накала.

Действительная температура лампы была определена с использованием функции Планка в относительных координатах и рассчитана спектральная плотность излучения черного тела:

$T_{дійсн} = (\frac{C^2}{\lambda})/\{\frac{C^2}{\lambda T_я} + ln\varepsilon(\lambda, T_я)\}$, где T, $T_я$ – температура тела накала и яркостная температура.

По измеренным значениям яркостной температуры и спектрального коэффициента излучения определены действительные температуры излучения и построены графики зависимости спектральной плотности излучения от длины волны λ. Полный поток излучения кварцевой горелки был определен согласно выражению:

$$\Phi_e = \int_{\lambda=250}^{\lambda=550} \varphi_e(\lambda) d\lambda, \quad (5)$$

Эти данные были использованы для оценки спектра излучения РЛ на повышенных частотах (рис. 2)

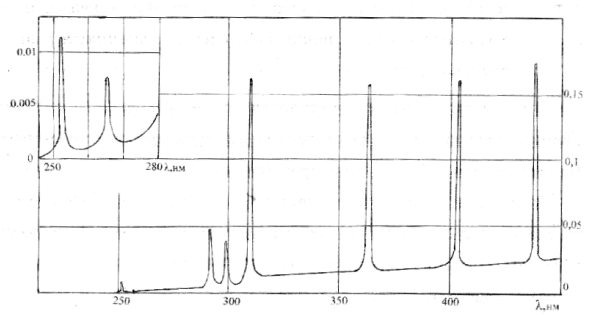


Рис. 2. *Относительная спектральная плотность излучения кварцевой горелки*

Таким образом, исследование бактерицидного и полного потоков излучения для ламп и кварцевой горелки позволило определить значение бактерицидной отдачи исследуемых излучателей (табл. 1). В результате проведенного исследования установлено, что в диапазоне частот питающего напряжения 40-60 кГц наблюдается выраженный максимум бактерицидной отдачи излучения, который превышает соответствующий уровень на промышленной частоте почти в два с половиной раза.

Таблица 1. *Бактерицидный и полный потоки излучения для шаровой лампы и кварцевого горелки РЛ*

Длина волны λ, нм	Спектральный коэффициент излучения $\varepsilon_в$	Спектральная плотность излучения чёрного тела, Вт. нм$^{-1}$	Коэффициент пропускания кварцевого стекла	Спектральная плотность излучения вольфрама $\varepsilon_в$, Вт. нм$^{-1}$	Спектральная плотность излучения эталонной лампы $\varphi_{эт}$ Вт.нм-1	Сигнал ФЭУ для еталонной лампы $i_{эт}$, 10^{-6}А	$\varphi_{эт}/i_{эт}$, Вт(нм*А)$^{-1}$
250	0,43	0,018	0,4	0,008	0,0032	3,25	9,72*10^{-4}
300	0,47	0,338	0,9	0,145	0,131	15,8	8,29*10^{-3}
350	0,471	2,49	0,95	1,17	1,11	87,5	1,27*10^{-2}
400	0,471	10,38	0,95	4,9	4,65	375	1,24*10^{-2}
450	0,464	29,85	0,95	13,85	13,16	785	1,67*10^{-2}
500	0,458	66,15	0,95	30,3	28,78	1540	1,87*10^{-2}
550	0,454	121,82	0,95	55,31	52,54	1035	5,08*10^{-2}

На рис. 3 приведена зависимость бактерицидного излучения кварцевой лампы от частоты, из которой следует, что максимум бактерицидного отдачи соответствует частоте 50 кГц питающего напряжения и значительно превышает уровень излучения на промышленной частоте.

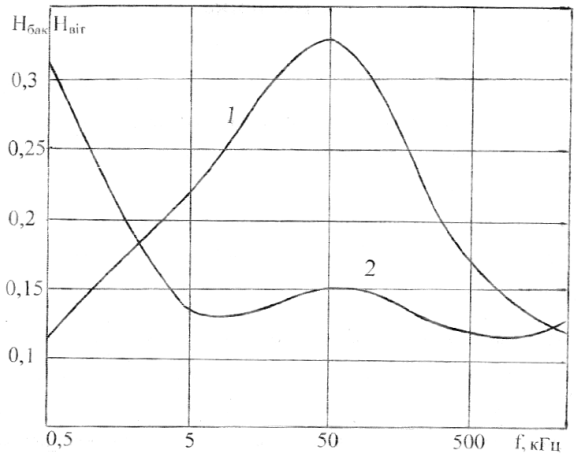


Рис.3 *Относительная частотная зависимость бактерицидного излучения кварцевой горелки. 1- бактерицидная отдача, 2- витальная отдача.*

Таким образом результаты исследований эффективности РЛ, используемых в бактерицидных установках, указали на некоторое ее увеличение при частоте 50кГц. Однако современный уровень развития светотехники и широкое применение светодиодных источников света в состоянии получить значительно больший результат.

Разработка светодиодной бактерицидной установки. В настоящее время в сферу освещения активно внедряются светодиодные источники света, которые благодаря своей эффективности и простоте применения, а также возможности реализации практически любого светового излучения с различной цветностью, мощностью и кривой распределения света получили наибольшее применение в установках утилитарного освещения. К сожалению конструкции бактерицидных установок, базируются сегодня на преимущественном применении разрядных ламп, которые обладают в несколько раз меньшей энергетической эффективностью и на порядок меньшим сроком службы[5]. В этих условиях применение светодиодов в бактерицидных установках, сулит значи-

тельный экономический эффект от снижения эксплуатационных затрат. Структура осветительной установки на основе бактерицидных ламп приведена на рис. 4. На рис. 5 приведена схема технологического процесса бактерицидной очистки воды на основе светодиодного источника света.

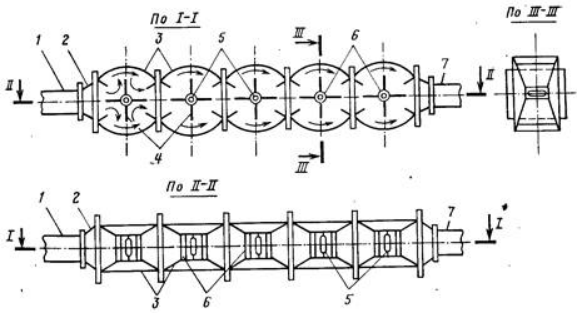


Рис. 4. *Бактерицидная лампа на основе светодиодного источника света*

1, 7 — входной и выходной патрубки; 2 — переходные патрубки; 3— бактерицидные камеры; 4 — струенаправляющие перегородки; 5 — ультрафиолетовые светодиодные излучатели; 6 — кварцевые чехлы.

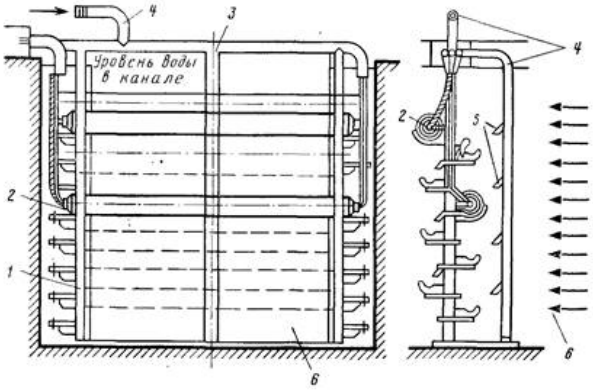


Рис. 5. *Бактерицидная установка на основе светодиодного источника света*

1 — металлическая рама с кронштейнами; 2 — блоки с бактерицидными лампами; 3 — металлические пластины; 4 — трубопровод напорной воды для отмывки чехлов; 5 — промывные сопла; 6 — канал подачи обрабатываемой воды

Конструкция предлагаемой бактерицидной установки не требует применения реагентов, она компактная, управления ее работой может быть легко автоматизировано. Однако существующая локальная компоновка УФ-излучателей не придает воде остаточных бактерицидных свойств.

Наиболее распространенной на сегодня является схема, в которой УФ-излучение как основной метод обеззараживания, применяется вместе с традиционными этапами физико-химической очистки и подачей небольших доз хлорреагентов перед подачей воды в сеть. В условиях применения светодиодных источников света наиболее эффективным является рассредоточенное размещение УФ-оборудования в конце очистных сооружений, чтобы облучению подвергалась прозрачная вода, имеющая наибольший коэффициент пропускания УФ-лучей. Применение УФ светодиодного оборудования на завершающем этапе обработки воды является наиболее эффективным техническим решением. Однако, в ряде случаев, исходя из реальных условий очистных сооружений и с учетом мобильности светодиодных установок, место расположения УФ-установок может быть еще более оптимизировано (например перед отстойниками для первичного обеззараживания). На практике выбор места расположения УФ-установок может осуществляться по результатам технологических обследований на конкретных очистных сооружениях.

Помимо этого в этих условиях открывается новое преимущество светодиодных УФ-обеззараживателей является возможность их внедрения в существующие традиционные технологические схемы без их значительной перестройки. В таком случае применение светодиодных УФ-установок не противоречит возможности дальнейшего развития очистных сооружений. УФ светодиодное облучение может также использоваться также вместе с такими технологиями, как инфимтрация через почву, сорбция на активный уголь, озонирование и другие.

REFERENCE

[1] Biological action of ultraviolet. M.-Science.-1975.-280 c.

[2] V.F. Roy, K.K. Namitokov. High-frequency properties of low-pressure gas discharge plasma. // Questions of Atomic Science and Technology. – NSC «KIPT» NASU.-Kharkov 1998.-№15.-C.151-152.

[3] K.K. Namitokov, P.L., S.N. Harin. Radiation of a gas-discharge plasma.-Alma-Ata, Science.-1994.-304 c.

[4] Sobsey M.D. Inactivation of healthrelated microorganisms in water by disinfection process.//Wat. Sci Technol.-1989-21-pp 179-195

[5] UV-maktivierung von Microorganismen in wasser / R.Sommur, G Weber, A.A. Gabajetal // Untralu Hug-und Uniweltmed.-1989.№3.-P.214-224

АНАЛИЗ НА РЕЗУЛТАТИ ОТ РЕАЛИЗАЦИЯТА НА КОМПЕНСИРАНЕ НА РЕАКТИВНИТЕ ТОВАРИ С КОНДЕНЗАТОРНИ БАТЕРИИ В „МИНИ МАРИЦА-ИЗТОК“ ЕАД

ANALYSIS OF RESULTS FROM THE REALIZATION OF REACTIVE POWER COMPENSATION BY CAPACITORS IN "MINI MARITSA-IZTOK" EAD

Plamen Tsankov
Technical University of Gabrovo

Plamen Dimitrov
Mini Maritsa Iztok EAD

Milko Yovchev
Technical University of Gabrovo

Abstract

The report presents analysis of technical and economical results of realization of compensation of reactive loads in a large industrial site - "Mini Maritsa Iztok" EAD. The specific consumption and means for payment of reactive electric energy per unit volume of mining production are calculated and presented in tabular and graphical form. The analysis shows that investments for compensating devices are redeemed in less than a year, as well as the dependence of the average specific price of reactive electricity on the volume of various technological activities in the mines.

Keywords: reactive power compensation, capacitor, specific consumption of reactive electrical energy, mine.

ВЪВЕДЕНИЕ

В доклада се анализират резултати от реализацията на компенсиране на реактивните товари с кондензаторни батерии в най-голямото въгледобивно предприятие в Република България - „Мини Марица-изток” ЕАД, експлоатиращо „Източномаришкото лигнитно находище” и с определяща значимост за националния енергиен баланс.

Тежкото минно оборудване (ТМО) в „Мини Марица-изток” ЕАД се задвижва основно от асинхронни електродвигатели, които са един от основните консуматори на реактивна енергия в индустрията [1]. ТМО включва значителен брой съоръжения - роторни и верижни багери, насипообразуватели (абзетцери), гумено-лентови транспортьори (ГТЛ) и задвижващи и обратни станции за тях. Основна част от ТМО са роторните багери: SRs 470, SchRs 1200, SRs 1301, SRs 2000, SRs 4000 и К 400 – общо за дружеството 27 на брой. В добивните участъци на трите рудника работят 6 броя верижни многокофови багера тип ERs 710. Други видове машини от ТМО за осъществяване на технологичната дейност са насипообразувателите (абзетцери) As5000, As6300 и As12500, общо 12 броя. Роторен багер заедно с ГТЛ и насипообразувател представляват разкривно-транспортен насипищен комплекс (РТНК). В рудник „Трояново-1” има 3 РТНК, в рудник „Трояново-север” – 5 РТНК, а в рудник „Трояново-3” – 4 РТНК.

Големият брой и мощност на съоръженията, задвижвани с асинхронни електродвигатели, са предпоставка за необходимостта от компенсиране на техните реактивни товари с цел намаляване на средствата за заплащане на реактивна енергия, съгласно Наредба №1/14.03.2017 г. за регулиране на цените на електрическата енергия [2] и загубите от пренасянето ѝ през електроснабдителната система на мините.

ИЗЛОЖЕНИЕ

В настоящия доклад е извършен технико-икономически анализ на електроенергийни, производствени и финансови резултати от реализирани поетапно в периода 03.2016 г. ÷ 05.2017 г. работни проекти за компенсиране на реактивната мощност на тежкото минно оборудване, въз основа на сключен договор между „Мини Марица-изток" ЕАД и "Сименс" ЕООД [3,4]. За осъществяване на анализа се извършват:

- проучване на техническите решения за компенсиране на реактивните товари за всяко от съоръженията от ТМО;
- оценка на инвестициите за реализацията на компенсиране на реактивната мощност на ТМО;
- проучване на консумацията на активна и реактивна електрическа енергия и средствата за нейното заплащането преди, по време и след реализацията на компенсирането;
- проучване на количествени показатели за обема на производството в мините за същия период от време.

Необходимата компенсираща мощност за отделните електродвигатели в обектите с ТМО се определя по формулата:

$$Q_{\text{к}} = P.(\text{t}g\,\varphi_e - \text{tg}\,\varphi_o), \qquad (1)$$

където: - P е мощността на двигателя, kW; $\text{tg}\,\varphi_e$ е тангенсът на ъгъла, съответстващ на естествената стойност на фактора на мощността (cos φ); $\text{tg}\,\varphi_o$ е тангенсът на ъгъла, съответстващ на оптималната (желана) стойност на фактора на мощността[1].

Съгласно изискванията на възложителя се монтират нови кондензаторни батерии (КБ) в уредбите за напрежение 6 kV и 500 V с необходимата защитна и комутационна апаратура (контактори). Кондензаторните батерии са снабдени с разрядни съпротивления, чрез които се осъществява бързото им разреждане до 300 секунди за 6 kV и до 60 секунди за 500 V след тяхното изключване до напрежение от 50 V. За ограничаване на комутационните пренапрежения се монтират вентилни отводи в близост до изводите на КБ. За защита от къси съединения на КБ се използват вградени в тях стопяеми предпазители.

Приложените технически решения за компенсиране на реактивните товари на различните електродвигатели в ТМО са базирани на следните изчисления по формула (1) – Таблици 1 и 2 [3,4]:

Таблица 1. *Избор на КБ за напрежение 6 kV*

P, kW	Мощност на КБ при $\cos\varphi_{\text{ж}}$, kVAr				
	0.95	0.96	0.97	0.98	0.99
250	66.3	75.3	85.8	97.5	112.8
280	74.2	84.3	96	109	126
315	83.5	95	108	123	142
450	119	135	154	175	202
500	132	150.5	171	195	225
560	148.4	168.6	192.1	218.4	252.5
800	212	240.8	274.4	312	360.8
900	238.5	270.9	308.7	351	405.9
1000	265	301	343	390	451

Таблица 2. *Избор на КБ за напрежение 500 V*

P, kW	Мощност на КБ при $\cos\varphi_{\text{ж}}$, kVAr				
	0.95	0.96	0.97	0.98	0.99
100	26.5	30.1	34.3	39	45.1
110	29.1	33.1	37.8	42.9	49.6
132	35	39.7	45	51.5	59.5
315	83.5	94.8	108	122.9	142.1
400	106	120.6	137.2	156	180.4

Типът, количеството и основните технически данни на компенсиращите устройства [3,4], както и оценката на инвестициите за реализацията на компенсирането на реактивната мощност по съоръжения от тежкото минно оборудване в „Мини Марица-изток" ЕАД, са представени в Таблица 3.

Проучените консумация на активна и реактивна електрическа енергия, средства за заплащането им и отчетени количествени показатели за обема на производството в мините – отчетените минна маса, въглища и откривка по месеци за периода преди, по време и след реализацията на компенсирането (01.2016÷05.2017 г.), са систематизирани в Таблица 4.

***Таблица 3**. Тип, основни технически данни и цена на монтираните КБ за компенсиране на реактивните товари в съоръженията от ТМО в „Мини Марица-изток" ЕАД*

Съоръжение	Тип и технически данни на монтираните КБ за компенсиране на реактивните товари	Коли-чество	Единична цена, [лв.]	Обща цена*, [лв.]
ГТЛ 3x560 kW	5N30 с $U_н$=6,3kV и $C_н$=48.1μF, 3 бр.x200=600 kVAr	1	1 689	1 689
Обща стойност за ГТЛ 3x560 kW в лева				2 495
ГТЛ 4x1000 kW	5N30-600 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=48.1μF, 2 бр.x600=1 200 kVAr	2	1 689	3 378
Обща стойност за ГТЛ 4x1000 kW в лева				4 184
Багер SRs 2000	5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=36μF, 2 бр.x200=400 kVAr 5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=18μF, 1 бр.x200=100 kVAr	3 2	912 495	2 736 990
Обща стойност за Багер SRs 2000 в лева				4 532
Багер SRs 1200	ZnPP-60 kVAr с $U_н$=500V и $C_н$=μF, 1 бр.x60=60 kVAr ZnPP-120 kVAr с $U_н$=500V и $C_н$=μF, 2 бр.x120=240 kVAr	1 2	285 495	285 990
Обща стойност за Багер SRs 1200 в лева				2 081
Багер SRs 470	5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=36μF ZnPP-60 kVAr с $U_н$=500V и $C_н$=μF	1 1	912 285	912 285
Обща стойност за Багер SRs 470 в лева				2 003
Багер SRs 1300	5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=36μF	1	912	912
Обща стойност за Багер SRs 1300 в лева				1 718
Багер ERs 710	5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=18μF, 1 бр.x200=200 kVAr ZnPP-60 kVAr с $U_н$=500V и $C_н$=2*115.6μF, 1 бр.x60=60 kVAr	1 1	912 285	912 285
Обща стойност за Багер ERs 710 в лева				2 003
Насипообразу-вател As 12500	5N30-600 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=48.1μF, 2 бр.x600=1 200 kVAr 5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=18μF, 1 бр.x200=200 kVAr	2 1	1 689 912	3 378 912
Обща стойност за Абзетцер As 12500 в лева				5 096
Насипообразу-вател As 6300	5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=18μF, 2 бр.x200=400 kVAr 5N30-100 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=8μF, 1 бр.x100=100 kVAr	2 1	912 734	1 824 734
Обща стойност за Абзетцер As 6300 в лева				3 364
Насипообразу-вател As 5000	5N30-200 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=36μF 5N30-100 kVAr с $U_н$=6,3kV и $C_н$=8μF	2 1	912 734	1 824 734
Обща стойност за Абзетцер As 5000 в лева				3 364
*Забележка: в общата цена на всички съоръжения се добавят: кабел и вентилни отводи – комплект на цена 717 лв. и cosφ-уред на цена 89 лв. Всички цени са без ДДС.				

***Таблица 4.** Консумация на активна W и реактивна V електрическа енергия, средства за заплащането им* C *и отчетени количествени показатели за обема на производството в мините по месеци за периода 01.2016÷05.2017 г.*

Месец и година	Активна енергия	Реактивна енергия	Разход за W	Разход за V	Отчетени количествени показатели за обема на производство в мините		
	W, [MWh]	V, [MVArh]	C_W, [лв.]	C_V, [лв.]	Минна маса, 10^3×[m^3]	Въглища, 10^3×[t]	Откривка, 10^3×[m^3]
01.2016	59 141.518	59 328.667	7 723 420.37	317 484.42	9 057.510	3 216.225	6 415.080
02.2016	54 777.945	56 379.025	7 163 495.03	334 945.81	8 973.011	2 421.327	6 985.360
03.2016	53 371.843	54 673.339	7 055 930.71	404 120.80	9 471.405	1 557.151	8 193.150
04.2016	49 247.598	53 594.984	6 573 818.55	401 273.33	9 393.044	1 626.397	8 056.770
05.2016	40 651.930	45 515.733	5 550 665.34	470 769.80	7 586.452	1 660.039	6 223.940
06.2016	43 190.996	47 434.175	5 683 987.24	351 051.08	8 249.025	1 533.650	6 993.110
07.2016	42 454.645	46 603.649	5 455 661.66	316 060.32	8 455.595	2 121.871	6 714.080
08.2016	46 281.882	44 704.603	5 951 475.22	299 132.28	9 623.680	2 103.470	7 895.710
09.2016	36 143.164	26 678.168	4 512 803.69	206 300.77	8 479.504	2 231.988	6 642.980
10.2016	52 796.665	41 974.271	6 664 962.86	232 590.37	9 662.195	3 145.441	7 075.800
11.2016	53 894.770	39 566.901	6 844 864.97	179 241.30	9 622.624	3 059.056	7 105.680
12.2016	63 325.268	43 430.466	7 993 596.16	93 321.17	10 017.987	3 085.547	7 482.590
01.2017	50 178.232	32 879.296	6 440 619.38	131 532.54	6 482.038	3 019.083	3 998.780
02.2017	53 794.285	33 986.862	6 853 995.93	85 140.37	8 110.212	3 122.224	5 543.843
03.2017	56 111.868	35 884.116	6 988 664.66	99 947.89	8 758.696	2 036.236	7 084.000
04.2017	50 264.685	30 530.755	6 384 790.62	83 783.19	9 170.078	2 025.503	7 503.050
05.2017	48 413.339	28 200.418	6 139 405.95	67 327.27	9 685.285	2 508.080	7 623.640

В Таблица 5 е направена обобщена количествено-стойностна сметка на монтираните компенсиращи устройства за всички ТМО съоръжения в „Мини Марица-изток“ ЕАД.

Таблица 5. *Обобщена количествено-стойностна сметка на компенсиращите устройства за всички ТМО съоръжения*

Съоръжение	Количество	Ед. цена, [лв.]	Обща цена, [лв.]
ГТЛ 3x560 kW	127	2 495	316 865
ГТЛ 4x1000 kW	17	4 184	71 128
Багер SRs 2000	13	4 532	58 916
Багер SRs 1200	9	2 081	18 729
Багер SRs 470	2	2 003	4 006
Багер SRs 1300	1	1 718	1 718
Багер ERs 710	6	2 003	12 018
Абзетцер As 12500	2	5 096	10 192
Абзетцер As 6300	8	3 364	26 912
Абзетцер As 5000	2	3 364	6 728
Общо в лева без ДДС			527 212

Таблица 6. *Осреднени по месеци $cos\varphi_{ср}$, цена на активна и реактивна електрическа енергия*

Месец и година	$\cos \varphi_{ср}$	Осреднена цена на активната енергия, [лв./MWh]	Осреднена цена на реактивната енергия, [лв./MVArh]
01.2016	0.71	130.59	5.35
02.2016	0.70	130.77	5.94
03.2016	0.70	132.20	7.39
04.2016	0.68	133.49	7.49
05.2016	0.67	136.54	10.34
06.2016	0.67	131.60	7.40
07.2016	0.67	128.51	6.78
08.2016	0.72	128.59	6.69
09.2016	0.80	124.86	7.73
10.2016	0.78	126.24	5.54
11.2016	0.81	127.00	4.53
12.2016	0.82	126.23	2.15
01.2017	0.84	128.35	4.00
02.2017	0.85	127.41	2.51
03.2017	0.84	124.55	2.79
04.2017	0.85	127.02	2.74
05.2017	0.86	126.81	2.39

В Таблица 6 са представени изчислени осреднени месечни стойности на фактора на мощността $\cos \varphi_{ср}$ и на цената на активната и реактивна електрическа енергия преди, по време и след реализацията на компенсирането на реактивните товари. Изчислената осреднена по месеци специфична реактивна електрическа енергия по отношение на количествените показатели за даден на производство в мините е показана в Таблица 7.

Таблица 7. *Осреднена месечна специфична реактивна енергия за кубичен метър минна маса $V_{сп,мм}$, за единица тон въглища $V_{сп,в}$ и за кубичен метър откривка $V_{сп,о}$*

Месец и година	$V_{сп,мм}$, [kVArh/m^3]	$V_{сп,в}$, [kVArh/t]	$V_{сп,о}$, [kVArh/m^3]
01.2016	6.55	18.45	9.25
02.2016	6.28	23.28	8.07
03.2016	5.77	35.11	6.67
04.2016	5.71	32.95	6.65
05.2016	6.00	27.42	7.31
06.2016	5.75	30.93	6.78
07.2016	5.51	21.96	6.94
08.2016	4.65	21.25	5.66
09.2016	3.15	11.95	4.02
10.2016	4.34	13.34	5.93
11.2016	4.11	12.93	5.57
12.2016	4.34	14.08	5.80
01.2017	5.07	10.89	8.22
02.2017	4.19	10.89	6.13
03.2017	4.10	17.62	5.07
04.2017	3.33	15.07	4.07
05.2017	2.91	11.24	3.70

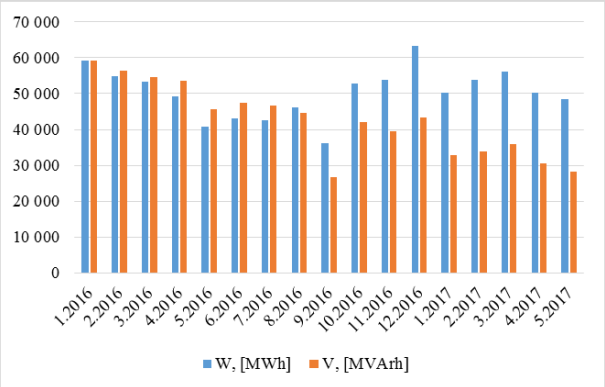
Таблица 8. *Осреднен месечен специфичен паричен разход за реактивна енергия относно показателите на производителността*

Месец и година	$C_{Vсп,мм}$, [лв./x.m^3]	$C_{Vсп,в}$, [лв./t]	$C_{Vсп,о}$, [лв./x.m^3]
01.2016	35.05	98.71	49.49
02.2016	37.33	138.33	47.95
03.2016	42.67	259.53	49.32
04.2016	42.72	246.73	49.81
05.2016	62.05	283.59	75.64
06.2016	42.56	228.90	50.20
07.2016	37.38	148.95	47.07
08.2016	31.08	142.21	37.89
09.2016	24.33	92.43	31.06
10.2016	24.07	73.95	32.87
11.2016	18.63	58.59	25.23
12.2016	9.32	30.24	12.47
01.2017	20.29	43.57	32.89
02.2017	10.50	27.27	15.36
03.2017	11.41	49.08	14.11
04.2017	9.14	41.36	11.17
05.2017	6.95	26.84	8.83

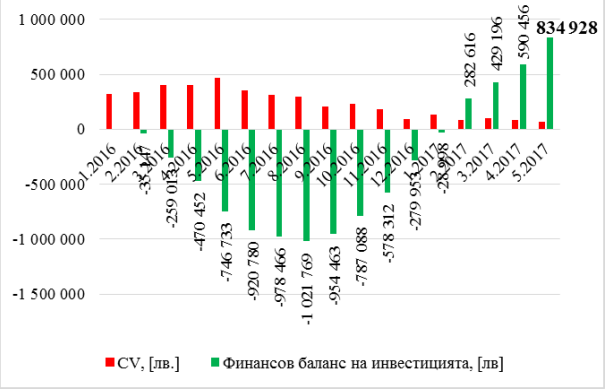
В Таблица 8 е представен изчисленият осреднен месечен специфичен разход за

реактивна енергия относно показателите на производителността в мините.

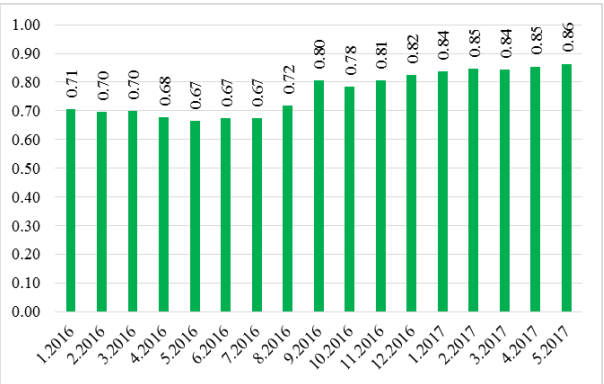
На Фигура 1 е показано сравнение на изменението на консумираната активна и реактивна енергия в „Мини Марица-изток“ ЕАД преди, по време и след реализацията на компенсирането на реактивните товари, а на Фигура 2 – заплатените парични суми за реактивната енергия CV и финансов баланс на инвестицията при равномерно влагане по месеци за периода 03.2016÷05.2017 г.



***Фиг. 1**. Консумация на активна и реактивна енергия за периода 01.2016÷05.2017 г.*



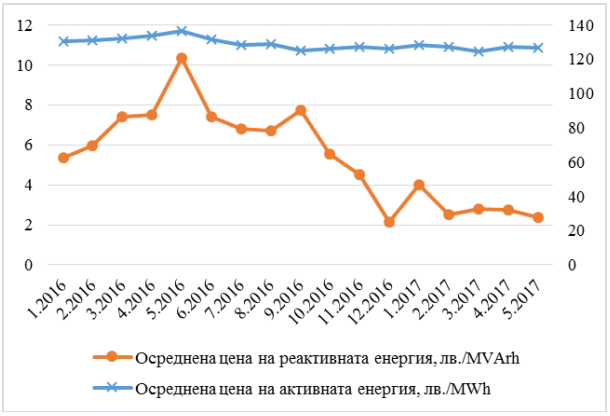
***Фиг. 2**. Заплатени парични суми за реактивна енергия и финансов баланс на инвестицията за периода 01.2016÷05.2017 г.*



***Фиг. 3**. Осреднен месечен cos φ за периода 01.2016÷05.2017 г.*

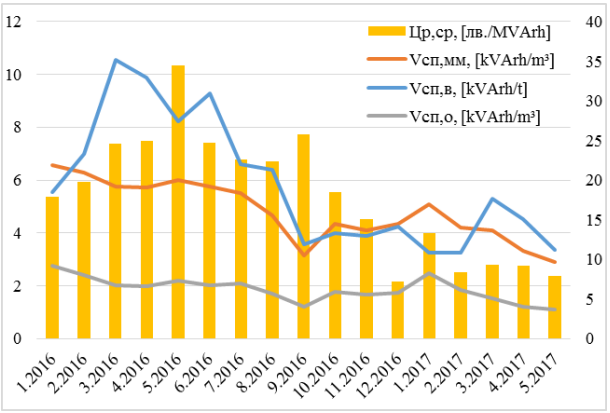
На Фигура 3 е представено изменението на постигнатия осреднен месечен cos φ за периода 01.2016÷05.2017 г.

Анализът на изменението на изчислените осреднени месечни цени на активната и реактивната енергия (Фигура 4) показа, че осредената цена на реактивната електрическа енергия не следва характера на изменение на осреднения месечен cos φ.

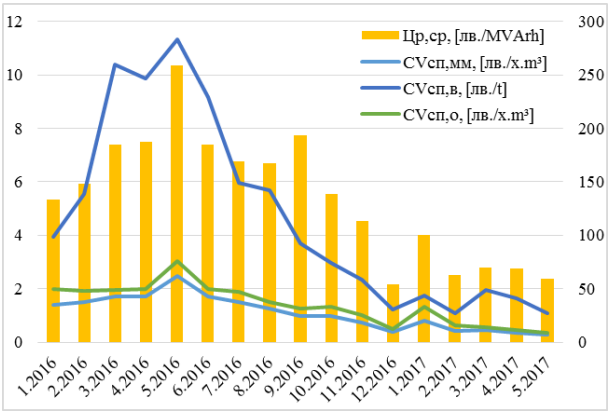


***Фиг. 4**. Осреднени цени за активна и реактивна енергия за периода 01.2016÷05.2017 г.*

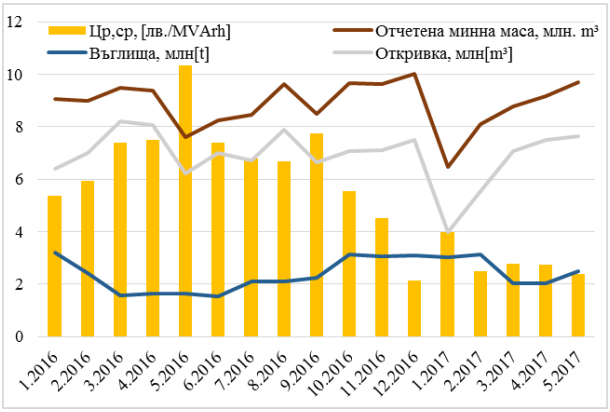
Характерът на изменение на реактивните товари в мините за разглеждания период се влияе не само от въвеждането компенсиране, а също и от режима на работа съоръженията и обема на производство за отделните месеци. За оценка на това влияние се сравнява изменението на осредената цена на реактивната енергия със специфичната реактивна енергия (Фигура 5), специфичен паричен разход (Фигура 6) и реален обем на производство (Фигура 7).



***Фиг. 5**. Изменение на осредената цена на реактивната енергия и специфичната реактивна енергия за единица обем на производство*



Фиг. 6. *Изменение на осреднената цена и специфичния паричен разход на реактивната енергия за единица обем на производство*



Фиг. 7. *Изменение на осреднената цена на реактивната енергия и показателите за реалния обем на производство*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализът на резултатите от реализацията на компенсиране на реактивните товари с кондензаторни батерии в „Мини Марица-изток“ ЕАД води до следните основни изводи:

1. Откупуването на инвестицията от 527 212 лева за компенсиращи устройства става за по-малко от 1 година, като в края на разглеждания период е натрупана печалба от 834 928 лева (Фигура 2).

2. Сравнението на характера на изменение на осреднената цена на реактивната енергия спрямо специфичните реактивна енергия (Фигура 5) и паричен разход (Фигура 6) за единица обем производство показва, че общото ѝ намаление се дължи основно на значителното намаляване на специфичната реактивна енергия, консумирана от технологичните съоръжения за добив на въглища и в по-малка степен от тези за минна маса и откривка.

3. При анализа на изменение на осреднената цена на реактивната енергия спрямо показателите за реалния обем на производство (Фигура 7) се установява, че в месеците с по-малка отчетена минна маса и откривка (5.2016, 9.2016 и 1.2017 г.), тя се увеличава, независимо от общата тенденция за намаление, в резултат на внедрените компенсиращи устройства. Това може да се дължи на нарастването на отдаваната капацитивна реактивна енергия към доставчика при празен ход на технологичните съоръжения за минна маса и откривка, която е с 10 пъти по-висока цена в сравнение с консумираната индуктивна реактивна енергия [2].

Изводите от извършения в настоящия доклад анализ потвърждават положителния ефект от реализирането на компенсиране на реактивните товари на тежкото минно оборудване с кондензаторни батерии в „Мини Марица-изток“ ЕАД и могат да бъдат полезни при реализация на аналогични проекти за индустриални обекти в България.

REFERENCE

[1] Vasilev, N., S. Siderov. Electric Power Distribution of Industrial Enterprises. Sofia, Technika, 1991.

[2] Ordinance No. 1 of 14 March 2017 on the Regulation of Electricity Prices. Energy and Water Regulatory Commission, published in State Gazette, issue 25 of 24 March 2017.

[3] Project: Part "Primary commutation", Subject: Troyanovo - 1 Rudnik - 1, Object: Rotary excavator with SRS 2000 + VR reloader. SIEMENS, 2016.

[4] Project: Part "Primary commutation", Project: Troyanovo-1, Troyanovo-North and Troyanovo-3 mines, Subject: 3x560 kW Power Station. SIEMENS, 2016.

NO-LOAD OPERATION OF SINGLE-PHASE TRANSFORMER AT LOW FREQUENCIES

Branko Koprivica[1], Sandra Milunovic Koprivica[2]
University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak
[1]Department of Electrical and Electronic Engineering, [2]Department of Mechatronics
Svetog save 65, 32000 Cacak, Serbia

Abstract
The aim of this paper is to present novel results on the no-load test of the single-phase transformer at low frequencies. The paper reviews briefly requirements of the relevant IEC standard for no-load testing, presents details on laboratory equipment for PC based measurement of no-load current and no-load power loss and gives a detailed discussion of the results obtained.

Keywords: power transformer, no-load test, no-load current, power loss.

INTRODUCTION

The power transformer core is designed according to the rated secondary voltage, the rated frequency and the number of turns in the secondary winding. The voltage and the frequency are predefined, and after choosing the number of turns, the cross-section area needs to be chosen so as to keep the magnetic flux density in the core at low level, since the power loss in the core are directly proportional to the magnetic flux density. Operation of a transformer at voltages and frequencies outside the rated values may lead to the increase of the magnetic flux density and power loss in the core. Such operation should be avoided. However, there are cases when such operation is necessary, especially for small transformers in laboratories during some specific experiments.

Interesting is the case of transformer operation at frequencies lower than rated frequency. Keeping voltage at the rated level and decreasing of the frequency will increase the magnetic flux density in the core. This may lead to the magnetic core saturation and significant increase of power loss in the core. However, there are no significant reports on this effect in the relevant scientific literature.

The easiest way of observing the core saturation is to perform the no-load test of the transformer and to measure the no-load current and power loss. Such test is described in the international standard [1]. It is very shortly presented and discussed in the literature [2, 3]. Usually, it is a part of some comprehensive research on power transformers. To the best of the authors knowledge, there are no valid results of such test at frequencies lower than rated. However, there are in the existing literature references that discuss the presence of sub-harmonics in the supply voltage during the no-load test of power transformer [4-6].

This paper presents results on the no-load test of power transformer at low frequencies. The transformer under study is a single-phase unit with EI core, rated at 1 kVA, 230 V/12 V, 50 Hz. The no-load test has been performed with the sinusoidal primary voltage of 50 V (peak value) at frequencies 50 Hz, 30 Hz, 10 Hz, 9 Hz, 8 Hz, 7 Hz, 6 Hz and 5 Hz. The waveforms of the primary voltage, the secondary voltage and the primary current have been recorded using a PC based measurement setup. Also, the power loss and the RMS value of no-load current have been recorded during the tests. The results obtained and a proper discussion have been given in the paper.

STANDARD REQUIREMENTS ON NO-LOAD TEST FOR TRANSFORMERS

Relevant standard for power transformers are published by International Electrotechnical Commission (IEC). It is a non-profit, non-

governmental organization that publishes international standards relating to electrical, electronic and other technologies (including energy, electromagnetics and other). IEC members are National committees for electrotechnics from countries participant. Technical Committees (TC) play a key role in the preparation of standards and they gather more than 10 000 experts. The IEC currently has more than 80 full and associate members, as well as 174 Technical Committees (TC) and Subcommittees (SC).

Through its members, the IEC promotes international cooperation on all issues from electro-technical standardization and issues related to standardization, such as a rating of conformity with a standard. The goals of the IEC are to efficiently meet global market requirements, to provide the leading role and maximum use of IEC standards and conformity assessment schemes around the world, to establish conditions for interoperability of complex systems, to evaluate and improve quality products and services covered by IEC standards, to increase efficiency industrial processes, to contribute to the improvement human health and safety, and to contribute to the protection of the environment.

General requirements for tests on power transformer are given in IEC 60076-1 standard [1]. The no-load test is the routine test for all transformers and consist of measurement of no-load current and power loss at rated voltage and frequency. The transformer needs to be approximately at ambient temperature. The test power source needs to provide sinusoidal voltages. At the same time, a voltmeter responsive to the RMS value of voltage need to be connected in parallel with the mean-value voltmeter. The test voltage wave shape is satisfactory if the readings of two voltmeters are equal within 3 %.

The standard requires that the RMS value of no-load current and the power loss are measured at the same time.

TRANSFORMER UNDER TEST

The transformer under test is a single-phase unit with EI core. The core has been made of M530-50A non-oriented electrical steel sheets. The transformer is rated at 1 kVA, 230 V/12 V and 50 Hz. A geometry of the magnetic core and a photo of the tested transformer are presented in Fig. 1.

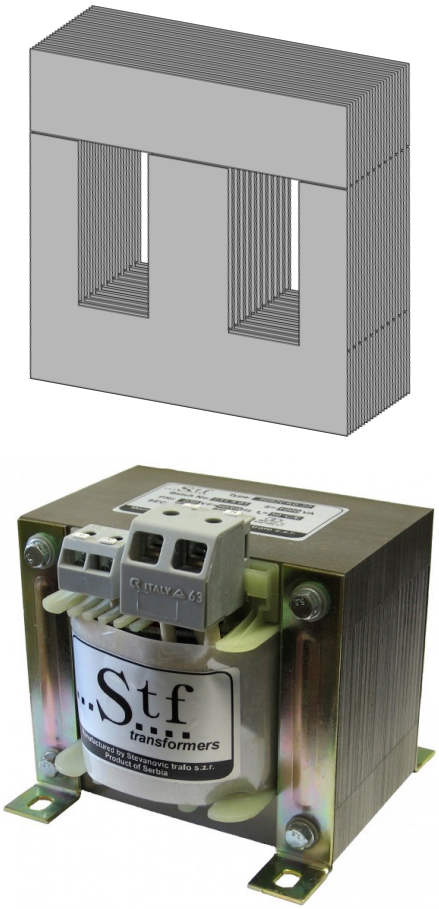


Fig. 1. *Geometry and photo of tested transformer*

MEASUREMENT SETUP AND TEST CONDITIONS

A PC based measurement setup has been presented in Fig. 2.

The time-varying voltage with adjustable frequency and sinusoidal shape has been generated by the power supply. This voltage has been supplied to the primary winding of the tested transformer over the non-inductive resistor R. The no-load current i_1 has been calculated using measured voltage u. The primary voltage u_1 has been measured at the ends of the primary winding and the secondary voltage u_2 has been measured at the ends of the secondary winding. These voltages have been measured using a virtual instrument on PC, made in LabVIEW software, connected to the data acquisition card.

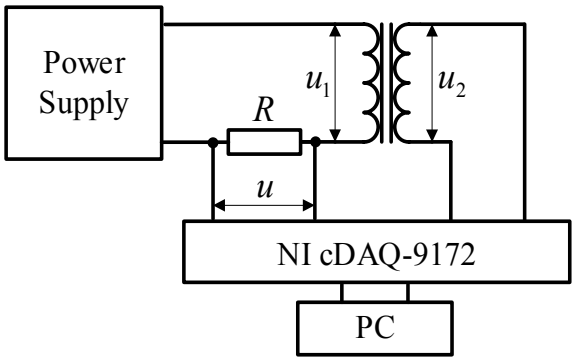


Fig. 2. *Measurement setup based on personal computer*

All measurements have been performed under controlled sinusoidal shape of the primary voltage and with a condition that the measured primary voltage amplitude amounts 50 V. This voltage level is much lower than the rated voltage (230 V) and it has been chosen so to satisfy a condition that measured primary and secondary voltage have a sinusoidal shape during the experiment. A higher level of the supply voltage would cause voltage distortions at lower frequencies and the tests would not be valid. The experiment has been performed at frequencies of 50 Hz, 30 Hz, 10 Hz, 9 Hz, 8 Hz, 7 Hz, 6 Hz and 5 Hz.

During each test, the virtual instrument plots waveforms of the no-load current and the primary and secondary voltage. Also, it calculates and indicates the no-load loss, the RMS value of no-load current, as well as other results of interest. All measured and calculated data has been saved in the memory of the PC.

RESULTS AND DISCUSSION

The most interesting measurement results obtained during the no-load tests on the power transformer are presented in this section of the paper.

A form factor of the primary and secondary voltage in all tests amounted 1.111±1 %, which indicates their sinusoidal time waveforms. Since the primary voltage amplitude has been set to 50 V at each test, the waveforms of this voltage at all frequencies are identical. The secondary voltage amplitude amounted 2.74 V at all frequencies and all the waveforms are identical. Therefore, these waveforms have not been compared graphically.

On the other hand, waveforms of measured no-load currents are different and it is interesting to compare their shapes. Since different frequencies have been applied, a comparison could not be made in the time scale. Therefore, time scale has been replaced with electrical angle scale and the obtained waveforms are presented in Fig. 3. A primary voltage waveform is presented along with the current waveforms in order to prove its sinusoidal shape.

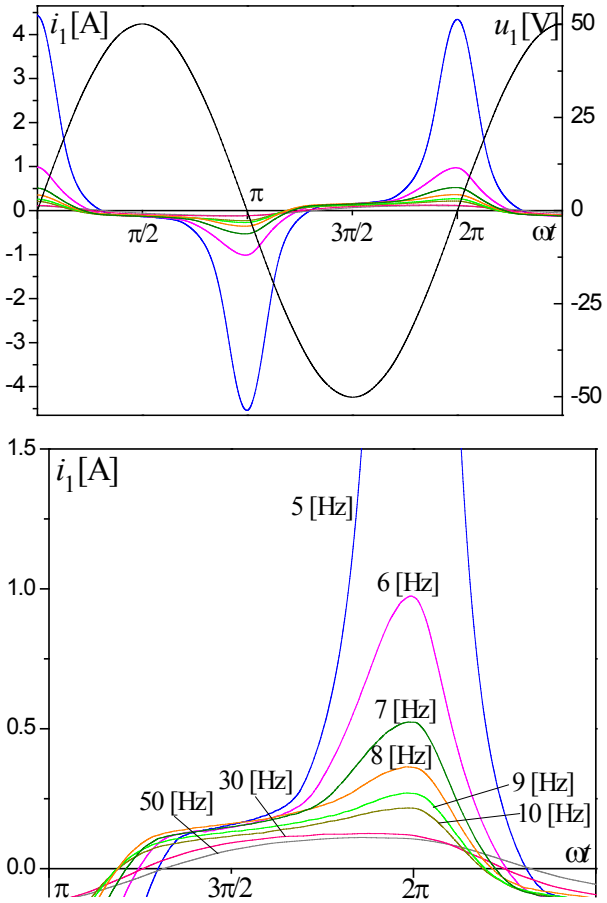


Fig. 3. *Measured waveforms of no-load current at different frequencies*

Lower graph presents zoomed part of the upper graph with frequency data related to each waveform. It can be seen from these graph that amplitude and distortion of the no-load current increases with the decrease of the frequency. The increase is not significant at 30 Hz in comparison to 50 Hz. However, the decrease of the frequency to 10 Hz produces significant distortion and increases the current amplitude. Since the level of the secondary voltage U_2 is kept constant, the decrease of the frequency f causes the increase of the magnetic flux density B, according to (1) [3]:

$$B_{\max} = \frac{U_2}{\sqrt{2}\pi N_2 S f}, \quad (1)$$

where N_2 is the number of turns in the secondary coil and S is the core cross-section area. The magnetic field in the transformer core will also increase. These two quantities are coupled by the hysteresis effect of the ferromagnetic material, non-oriented electrical steel in this case. Increase of the magnetic field inside the core is followed by the increase of the electric current in the primary coil (no-load current). A further decrease of the frequency causes even larger increase of the magnetic flux density and the magnetic field, as well as the no-load current.

A variation of the amplitudes and RMS values of no-load current with frequency has been given in Table 1.

Table 1

Amplitudes and RMS values of no-load current

f[Hz]	$I_{0\max}$[A]	I_{0RMS}[A]
50	0.111	0.083
30	0.124	0.095
10	0.218	0.146
9	0.268	0.165
8	0.360	0.204
7	0.525	0.276
6	0.974	0.474
5	4.348	1.821

Therefore, a decrease of the frequency, at the constant amplitude of the primary voltage, during no-load test of the power transformer manifest as the increase of the no-load current. According to the results given in Table 1, ten times decrease of the frequency causes 39 times increase of the amplitude and 22 times increase of the RMS value of no-load current.

Also, a similar effect has been registered on no-load loss. A variation of the no-load loss and the apparent power with frequency has been given in Table 2.

Table 2

No-load loss and apparent power

f[Hz]	P_0[W]	S_0[VA]
50	1.41	2.94
30	2.15	3.38
10	3.46	5.20
9	3.62	5.86
8	3.87	7.19
7	4.30	9.77
6	4.92	16.82
5	7.83	64.48

Consequently, the no-load loss, as well as the apparent power, also increase with the decrease of the frequency at the constant amplitude of the primary voltage. According to the results given in Table 2, ten times decrease of the frequency causes 5.55 times increase of the no-load loss and 22 times increase of the apparent power.

CONCLUSION

This paper discusses a no-load operation of power transformer at frequencies much lower than rated frequency. The no-load current and the no-load loss are the quantities of interest, according to the international standard, that need to be measured during such operation.

The paper presents simple experimental setup based on a PC with LabVIEW software for performing of the no-load test of power transformer. It is designed and made so to provide measurement results of all quantities of interest, primarily the no-load current and the no-load loss. The experiments have been performed on a single-phase transformer with EI core, rated at 1 kVA, 230 V/12 V, 50 Hz. Its core has been made of the non-oriented electrical steel sheets of M530-50A grade.

All measurements have been made under the sinusoidal primary voltage of 50 V amplitude at frequencies 50 Hz, 30 Hz, 10 Hz, 9 Hz, 8 Hz, 7 Hz, 6 Hz and 5 Hz. The waveforms of the primary voltage, the secondary voltage and the primary (no-load) current have been recorded. Also, the power loss and the RMS value of no-load current have been recorded during the tests.

According to the presented results, a decrease of the frequency of primary voltage during the no-load test of the power transformer causes the increase of the no-load current. In the particular case, ten times decrease of the frequency has caused 39 times increase of the amplitude and 22 times increase of the RMS value of no-load current. Also, the no-load loss and the apparent power also increase, 5.55 times and 22 times, respectively. This can be simply explained as follows:

- the decrease of the frequency causes the increase of the magnetic flux density in the transformer core, since the voltage level at the secondary kept it constant,

- the increase of the magnetic flux density is followed by the increase of the magnetic field,
- the increase of the magnetic field inside the core causes the increase of the electric current in the primary coil (no-load current),
- two magnetic quantities are coupled by the hysteresis effect of the core material (non-oriented electrical steel) and the no-load current increases and becomes distorted when the material is approaching saturation,
- finally, the increase of the magnetic quantities, as well of the no-load current, under the same voltage, causes higher power loss in the magnetic core.

The authors consider that presented results and the discussion would be of interest to the engineers who deal with the designing or the operation of power transformers, as well as to the students of the electrical engineering in better understanding of the theoretical and working principles of power transformers.

REFERENCE

[1] IEC 60076-1 Edition 3.0, 2011-04, Power transformers - Part 1: General, 2011, IEC, Geneva, Switzerland.

[2] J.J. Winders, Jr., "Power Transformers - Principles and Applications," Marcel Dekker, NY, USA.

[3] J.H. Harlow, "Electric Power Transformer Engineering," CRC Press, Boca Raton, FL, USA.

[4] R. Langella, A. Testa, and A.E. Emanuel, "On the Effects of Subsynchronous Interharmonic Voltages on Power Transformers: Single Phase Units," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 4, Oct. 2008, pp. 2480–2487.

[5] E. Arslan, S. Sakar, and M.E. Balci, "On the No-Load Loss of Power Transformers under Voltages with Subharmonics," IEEE International Energy Conference, 13-16 May 2014, Dubrovnik, Croatia, pp. 228–233.

[6] D.C.L. Silva, R.H. Sousa, F.K.A. Lima, and C.G.C. Branco, "Study of Energy Efficiency in Dry-Type Transformer under Sub- and Interharmonic in the Power Supply Voltage," 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, 29 Nov. - 02 Dec. 2015, Fortaleza, Brazil.

РАБОТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА УДАРНИ ЕЛЕКТРОИНСТРУМЕНТИ ПРИ ДИНАМИЧНИ И УСТАНОВЕНИ РЕЖИМИ

ELECTRIC IMPACT DRILLS PERFORMANCE CHARACTERISTICS AT DYNAMIC AND STEADY-STATE REGIMES

Dimitar Spirov
University of Food Technology - Plovdiv

Milko Dochev
Technical college - Lovech

Abstract

This paper deals with the performance analysis of an electric impact drills (EID). The EID is being driven by a single-phase collector motor drive. A mathematical model of an electro-mechanic system of an EID has been worked out. The dynamic model of an electric motor consists of a system of non-linear differential equations that include the resistance and dynamic inductance of an armature and field winding and spinning E.M.F. The proposed drive system is modeled and its performance is simulated.

Keywords: single-phase serial collector motor, electric impact drills, performance characteristics.

ВЪВЕДЕНИЕ

Еднофазните колекторни машини се използват основно в електродомакинските уреди и при ръчните и ударните електроинструменти. Динамичните режими при еднофазните колекторни машини имат голямо значение, защото тези двигатели са подложени на чести пускания, спирания и реверсирания, големи претоварвания и изменеия на скоростта, което се отразява съществено на термичния живот на изолацията и лагерите на машината и намалява ресурса им.

Линейните динамични модели не отразяват адекватно поведението на еднофазните колекторни машини при тези режими на работа. Създаването на нелинейни математически модели на тези машини, отразяващи все по-пълно тяхното действително поведение, е обект на особено внимание на специалистите по електромеханични системи и автоматично управление на електродвигателите.

Моделирането на универсален колекторен двигател и четковия комутационен апарат по метода на крайните елементи е направено в [1]. Еквивалентна схема за анализ на работата на универсален колекторен двигател е разработена в [2]. В [3] е разработен динамичен модел на еднофазен колекторен двигател с използване на система диференциални уравнения, включващи съпротивленията и динамичните индуктивности на котвената и възбудителната намотки, е.д.н. на въртене и инерционният момент на ротора. Дадени са резултатите от симулацията на преходните процеси на тока, момента и скоростта на двигателя при пускане и натоварване.

Динамичен модел на еднофазен сериен колекторен двигател с отчитане на нелинейните магнитни условия и подходи за аналитично изразяване на загубите от пренамагнитване на магнитопровода и на загубите в комутиращите секции от трансформаторното е.д.н. са разработени в [4].

Цел на настоящата работа е разработването на математически модел на електромеханичната система на ударен електроинструмент.

Ударният електроинструмент се задвижва от еднофазен колекторен сериен колекторен електродвигател.

Динамичният момент на електродвигателя се състои от система нелинейни диференциални уравнения, включващи активните съпротивления и динамичните индуктивности на котвената и възбудителната намотки, е.д.н. на въртене и позволява отчитане на загубите в стоманата на статора и на ротора и моментите от механичните загуби. Механичната част на електроинструмента се описва с двумасов динамичен модел.

МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛИ

С оглед възможността да се изследват работните и енергийните характеристики на еднофазен колекторен двигател както при динамични, така и при установени режими е удобно да се използват диференциалните уравнения за изобразяващите вектори. Разработването на математическите модели и изследванията се извършват при общоприетите допускания и означения [4].

Електромеханичното преобразуване на енергията в еднофазния колекторен двигател се представя с уравненията за моментните стойности на величините [3]. Системата се записва в следния вид:

$$u = e + \left(R_{a\Sigma} + R_f\right)i + \left(L_{fd} + L_{f\sigma}\right)\frac{di}{dt} + \\ + \left(L_{ad} + L_{a\sigma}\right)\frac{di}{dt} + L_{fsd}\,\frac{di_s}{dt} \qquad (1)$$

$$0 = R_s i_s + \left(L_{sd} + L_{s\sigma}\right)\frac{di_s}{dt} + L_{sfd}\,\frac{di}{dt} \qquad (2)$$

$$e = L_m\left(i_m\right)i_m\Omega = \psi_\delta\Omega \qquad (3)$$

$$M = L_m\left(i_m\right)i_m i = \psi_\delta i \qquad (4)$$

където: $R_{a\Sigma}$, R_f, R_s – активни съпротивления на котвената намотка, на възбудителната намотка, включително съпротивлението на четковия контакт и на намотката, съответстваща на загубите в стоманата; $L_m(i_m)$ – величина, имаща характер на взаимна индуктивност между намотките и свързана с магнитния поток във въздушната междина и е.д.н. на въртене; L_{da}, L_{df}, L_{ds}, L_{dfs}, L_{dsf} – динамични индуктивности на намотките; L_{al}, L_{fl}, L_{sl} –индуктивности на разсейване на намотките.

Ще се използва математически модел на еднофазния колекторен двигател, който отчита нелинейностите от електромагнитен характер. Той позволява да се отчита влиянието на насищането на потока на реакцията на котвата, потока на възбудителната намотка и потока във въздушната междина върху съответните параметри и характеристики на еднофазния колекторен двигател при динамични и при установени режими [4].

Ударните електроинструменти като сложно електромеханично устройство се синтезират по класическата схема електродвигател – редуктор, с допълнително включена пусково – регулираща и защитна апаратура (прекъсвач, електронен блок, филтър и др.). Електродвигателят обикновено е еднофазен двуполюсен сериен колекторен, а редукторът е едно – или двускоростен механизъм с голямо предавателно съотношение на зъбните колела. Особеното при експлоатацията на УЕИ е, че те първоначално се развъртат на празен ход, а след това се натоварват с променливо натоварване, често обусловено чисто субективно от оператора на инструмента и избрания от него режим на работа.

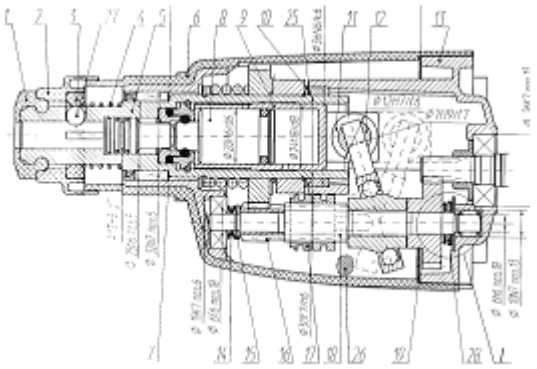
Особености, принцип на работа и конструктивно устройство на перфоратор

Всички машини от този вид имат електропневматичен ударен механизъм, който осигурява висока енергия на ударите и голяма дълготрайност при продължителен и силно натоварен режим на експлоатация. Перфораторите в клас 2–3 kg използват инструменти със захват SDS Plus, а по-големите машини – в класове 5 kg и 7 kg работят с шила, длета, свредла и боркорони SDS MAX. Къртачите, които са специализирани в къртене на бетон, тухли, зидария и пр. други строителни материали, са отделен клас електроинструменти. Перфораторите в клас 2–3 kg са представени с най-много мо-

дели, което се дължи на факта, че този вид инструменти са най-често използваните при извършване на най-различни строително-ремонтни дейности – пробиване на отвори в тухлена зидария или бетон за дюбели, прокарване на различни инсталации, монтиране на конзолни кутии за електрическа инсталация, къртене на мазилка, изкопаване на канали в зидарията за прокарване на инсталации, разбиване на отвори в тухлена стена, премахване на стара облицовка с плочки, изкъртване на циментови замазки и др. Почти всички модели имат възможност за изключване на въртеливото действие, при което машината работи в режим на къртене. Характерно за тези най-леки машини е, че те са с универсално приложение. При изключено ударно действие и поставен челюстен патронник те пробиват със свредла с цилиндрична опашка предмети от стомана и цветни метали, дърво и пластмаси. Моделите с буквата Е в наименованието имат система за електронно регулиране на честотата на въртене, а с CE са обозначени машините, които в добавка имат и система, която поддържа постоянна зададената честота на въртене, независимо от натоварването. Буквата R означава реверсиране /по електрически начин/ на посоката на въртене.

Перфораторите в този клас /2–3 kg/, произвеждани у нас са BPR 220E, BPR 220CE, BPR 240E, BPR 241E, BPR 241CE, BPR 261E, От тях BPR 220 E и BPR 220CE работят единствено като перфоратори, докато всички останали имат и функцията къртене. Енергията на удара, в зависимост от модела, е от 1,8 J до 3,1 J, което е достатъчно за дейностите, за които са предвидени тези машини.

Поради високия въртящ момент, независимо от класа си, за предпазване от опасно за работещия завъртане на машината вследствие заклинване на свредлото, всички перфоратори имат механичен предпазен съединител. На фиг. 1 е представен чертеж на редуктора на българският перфоратор тип БПР 241Е. Позициите на чертежа са дадени в [7].



Фиг. 1. *Чертеж на редуктор на перфоратор тип БПР 241Е*

При работа с инструмента се получават периодични натоварвания, които могат да се разглеждат като трептения с определена амплитуда и честота. Кинетичната енергия се определя по зависимостта:

$$E_r = \frac{1}{2} m_r v_r^2 \tag{5}$$

Вследствие еластичността на пръта се появява еластична компонента на енергията, /потенциална енергия/ зависеща от времето и определена с израза:

$$E_s(t) = \int F(t).ds \tag{6}$$

Въвеждайки връзката $ds = vdt$ и заместващи силата, приложена по оста на изпитвателния прът $F(t) = A_s\sigma(t)$, където $\sigma(t) = Iv(t)$, а акустичния импеданс е $I = \rho c$. След като използваме закона на Хук за механичното напрежение $\sigma(t) = E\varepsilon(t)$ и заместим в (6) получаваме следния израз:

$$E_s = \frac{A_s}{I} \int_0^T \sigma^2(t) \tag{7}$$

Разглеждаме двумасов динамичен модел, който е динамически еквивалентен на задвижването на електроинструмент, като привеждането е извършено към вала на електродвигателя. Във връзката между първата и втората маси отчитаме демпфирането на еластичния съединител.

Уравненията за равновесие на моментите, действащи на отделените съсредоточени маси в система, в която са отделени най-значителните маси – роторът на двигателя с неподвижно свързаната към него ремъчна шайба и на товара са [6]:

$$\begin{aligned}
\frac{d\omega_1}{dt} &= \frac{1}{J_1}\begin{bmatrix} M - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - \\ - b_{12}(\omega_1 - \omega_2) \end{bmatrix}; \\
\frac{d\omega_2}{dt} &= \frac{1}{J_2}\begin{bmatrix} c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) + \\ + b_{12}(\omega_1 - \omega_2) - M_c \end{bmatrix}; \\
\frac{d\varphi_1}{dt} &= \omega_1; \\
\frac{d\varphi_2}{dt} &= \omega_2,
\end{aligned} \qquad (8)$$

където: J_1 – инерционен момент на ротора на електродвигателя, на съединителя и на ремъчната шайба; J_2 – приведен инерционен момент на ремъчната шайба и на товара; c_{12} – твърдост на предавката; b_{12} – коефициент на демпфиране на предавката; M е електромагнитен момент на електродвигателя; M_c – съпротивителен момент на товара; ω_1 и ω_2 са ъглови скорости съответно на първата и втората маси.

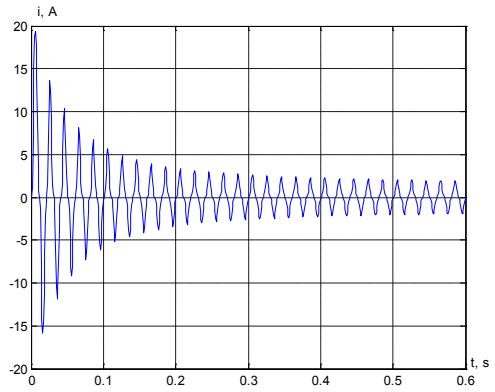
Ако обединим системата уравнения, представляващи математически модел на електрическата част и системата уравнения представляваща математически модел на механичната част на електроинструмента, ще получим системата диференциални уравнения, описваща електромеханичната система на електроинструмент.

ПОЛУЧЕНИ РЕЗУЛТАТИ

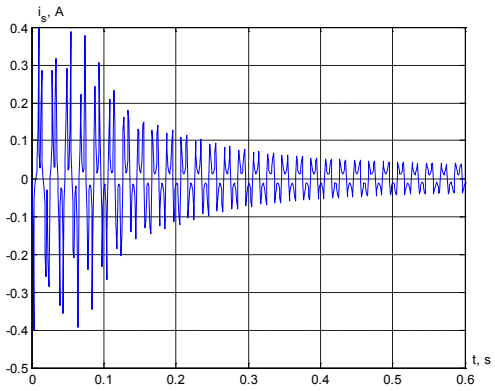
С помощта на разработените модели на еднофазен колекторен двигател и на механичната част на системата са изследвани преходните процеси при пускане и установените режими на еднофазен колекторен електродвигател за задвижване на ръчен перфоратор тип БПР 241Е. Техническите данни на перфоратора са дадени в Приложение 1.

Стойностите на сумарния съпротивителен момент и на инерционния момент на механизма, заснети за електроинструмент тип БПР 241 Е при пробиване на отвори в бетонни блокчета, тип"бордюр", марка на бетона В45, със свредла на фирма „Kress"-Германия, с диаметри съответно Ф10, Ф12, Ф16 и Ф24, до достигане на дълбочина 100 mm са съответно M_c=1,32Nm; 1,64 Nm ; 2,28 Nm; 3,56 Nm ; J_m=0,30.10^{-3}kgm^2.

Твърдостта на предавката е $c_{1,2}$= 23,46N/m, коефициентът на демпфирането й е $b_{1,2}=\eta(c_{1,2}/\omega_1)$=1,408/$\omega_1$,Ns/m.

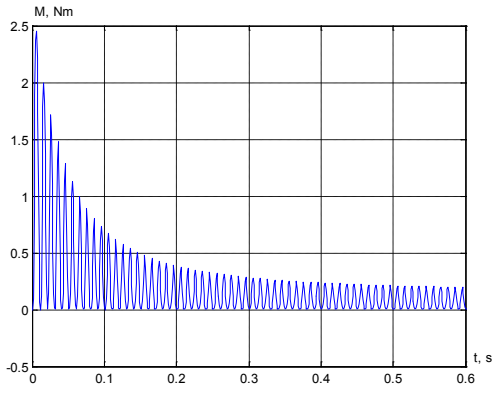


***Фиг. 2**. Зависимост i=f(t)*

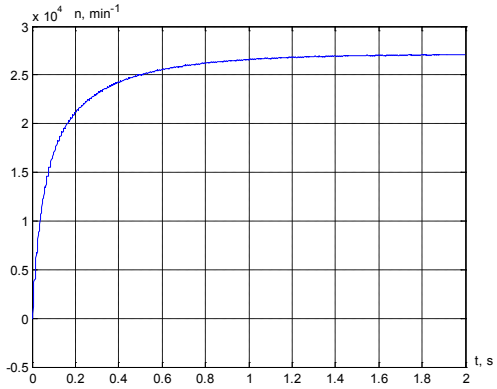


***Фиг. 3**. Зависимост i_s=f(t)*

Инерционните моменти на останалите елементи са: на двигателя $J_{дв}$=0,03.10^{-3}kgm^2, на механизма $J_ш$=0,25.10^{-3}kgm^2, на първата маса $J_1=J_{дв}+J_ш$=0,28.$^{10-3}$kgm^2, на изход $J_{мах}$=0,30.10^{-3}kgm^2. Инерционния момент на втората маса е: $J_2=J_{мах}+J_m$. С използване на математическия модел са получени зависимостите на работните характеристики на изследвания двигател и на механизма във функция от времето. Част от получените резултати са показани на съответните фигури (фиг. 2 – фиг. 5).



***Фиг. 4**. Зависимост M=f(t)*



***Фиг. 5**. Зависимост n=f(t)*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработен е математически модел на електромеханичната система на задвижването на ръчен ударен електроинструмент с пневматичен възел (перфоратор). Електромеханичното преобразуване на енергията в задвижващия еднофазен колекторен двигател се представя със система нелинейни диференциални уравнения, включваща съпротивленията и динамичните индуктивности на котвената и на възбудителната намотки, е.д.н. на въртене и инерционният момент на ротора. Механичната част на задвижването на електроинструмента се описва с двумасов динамичен модел.

С разработения математически модел и подходящи програмни продукти се изследват динамичните и установените режими на задвижването и динамичните моменти на връзките на перфоратора.

Моделът е приложим в развойната и учебна дейност в областта на ръчните електроинструменти и електрически микромашини.

REFERENCE

[1] Wang, R. H., R. T. Walter.: Modeling of Universal Motor Performance and Brush Commutation Using Finite Element Computed Inductance and Resistance Matrices. IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 15, №3, 2000, pp. 257-263.

[2] Gerlando, A., R. Perini, G. Rapi.: Equivalent Circuit for the Performance Analysis of Universal Motors. IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 19, №1, 2004, pp. 18-27.

[3] Bojilov, G., E. Ratz, M. Mihov, A. Ivanov.: Non-linear mathematical model of electro-mechanical transient process of single-phase collector motor in taking to account of steel loses. Annals of Technical University – Sofia, vol. 53, 2004. (in Bulgarian)

[4] Dochev, M., G. Bojilov.: Diagnostic computing model of a single-phase commutator motor for power tools "ELMA 99", Varna, 1999, pp. 106-109.

[5] Jordanov, P. V., D. Spirov, M. Dochev.: Power tools performance characteristics at dynamic and steady-state regimes. RaDMI 2009, Vrnjačka Banja, Serbia, 2009.

[6] Vladimirov, P., S. Rachev, D. Spirov. Performance and energy characteristics determination of induction machines in dynamic and steady-state regimes. "Energetika", №2-3 , 2006, pp. 46-53. (in Bulgarian)

[7] Справочна документация № 150198 на фирмата СПАРКИ ЕЛТОС АД - Ловеч

Приложение 1
Технически данни : Перфоратор BPR 241E
Максимален диаметър на свредлото за:
- бетон/стомана/цветни метали/дърво: 24/13/24/30 mm
- макс. диаметър на пробиване с корона в тухли: 65 mm

Скорост на въртене на празен ход: 0–1300 min^{-1}

Скорост на въртене при номинална мощност: 900 min^{-1}
Брой на ударите на празен ход: 6200 min^{-1}
Брой на ударите при номинална мощност: 4100 min^{-1}
Енергия на удара (EPTA процедура 05/2009): 2.5 J
Максимален въртящ момент: 30 Nm
Закрепване на инструмента: SDS+
Обхват на патронника: 1.5–13 mm
Диаметър на присъединителната шийка: 43 mm

Тегло: 2.8 kg
Напрежение: 230 V~50 Hz
Консумирана мощност: 710 W

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ И ЗАГУБИТЕ НА АСИНХРОННАТА МАШИНА ПРИ ДИНАМИЧНИ И УСТАНОВЕНИ РЕЖИМИ

DETERMINATION OF INDUCTION MACHINE PARAMETERS AND LOSSES IN CASE OF DYNAMIC AND STEADY-STATE OPERATING MODES

Dimitar Spirov
University of Food Technologies – Plovdiv, Bulgaria

Nikolay Komitov
University of Food Technologies – Plovdiv, Bulgaria

Abstract

A methodology, algorithms and mathematical models for determination of induction machine parameters and losses by means of voltages and current measurements in case of idle running regarding dynamic and steady-state operating modes have been developed. In order to determining of induction machine parameters and losses dynamic and steady-state induction machine models have been developed on the basis of electrical machines generalized theory. The reliability and efficiency of the methodology, algorithms and mathematical models developed have been corroborated by experimental investigations results for quantities in case of idle running.

Keywords: induction machine parameters and losses, idle no-load running, voltages and currents.

ВЪВЕДЕНИЕ

Един от основните проблеми, с които се налага да се съобразяват инженерите при проектиране и изследване на асинхронните машини, е свързан с нелинейностите на математичния модел на машината. Нелинейностите в електрическите машини най – общо могат да се класифицират в три вида, а именно [1, 2, 3, 4]:

- Нелинейност от електромагнитен характер. Тя се дължи на насищането на магнитните вериги и на токовото изместване в роторните намотки и се отразява като зависимост на индуктивностите, на активните и на индуктивните съпротивления на намотките от протичащите през тях токове;

- Нелинейност от електромеханичен характер. Тя се дължи на зависимостите на индуктивностите на намотките от ъгъла на завъртане на ротора;

- Нелинейност от топлинен характер. Тя се дължи на загряването на намотките.

За разлика от температурно зависимите съпротивления, чиито изменение е бавно, промяната на индуктивността на машината е много бърза. Компенсирането на тази промяна следователно най-лесно може да бъде осъществена чрез използването на модифициран нелинеен модел на машината, в който е взето под внимание насищането на намагнитващата крива [1].

Цел на настоящата работа е да бъде разработен алгоритъм за експерименталното определяне на взаимната индуктивност и пълния магнитен поток на въздушната междина, както и на активно съпротивление в намагнитващия клон при различните режими на работа на асинхронната машина (АМ).

МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛИ НА АМ

Наличието на магнитна и електрическа симетрия при асинхронните двигатели дава възможност уравненията на асинхронните машини да се представят във векторна форма и да се решават в този вид [1, 4].

Уравненията на асинхронната машина във векторен вид в координатна система, въртяща се с произволна скорост ω_k са [1, 4]:

$$\begin{cases} \mathbf{u_s} = R_s \mathbf{i_s} + \dfrac{d\boldsymbol{\psi}_\mathbf{s}}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_\mathbf{s}; \\ \mathbf{u_r} = R_r \mathbf{i_r} + \dfrac{d\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}}{dt} + j(\omega_k - \omega_r)\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}, \end{cases} \quad (1)$$

където

$$\boldsymbol{\psi}_\mathbf{s} = L_{\sigma s}\mathbf{i_s} + L_m \mathbf{i_{mp}} = \boldsymbol{\psi}_{\boldsymbol{\sigma s}} + \boldsymbol{\psi}_\mathbf{m};$$
$$\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r} = L_{\sigma r}\mathbf{i_r} + L_m \mathbf{i_{mp}} = \boldsymbol{\psi}_{\boldsymbol{\sigma r}} + \boldsymbol{\psi}_\mathbf{m}.$$

При разглеждането на установения режим на работа на асинхронната машина изобразяващите вектори на напреженията, токовете и пълните магнитни потоци в координатна система, която се върти със синхронна скорост ωs не зависят от времето и са постоянни (производните им по отношение на времето са нули) [1, 4]:

$$\begin{cases} \mathbf{u_s} = \dot{U}_s; \mathbf{i_s} = \dot{I}_s; \mathbf{i_r} = \dot{I}_r; \\ \boldsymbol{\psi}_\mathbf{s} = \dot{\Psi}_s; \boldsymbol{\psi}_\mathbf{r} = \dot{\Psi}_r. \end{cases} \quad (2)$$

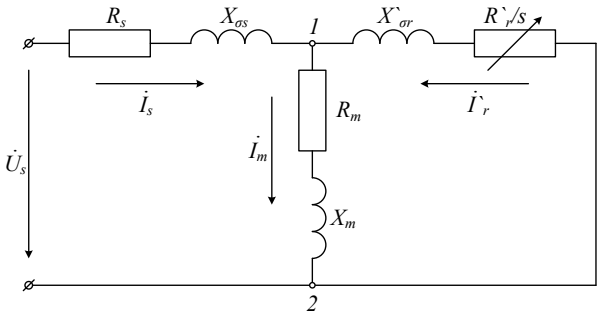
Уравненията на асинхронната машина с накъсосъединен ротор (u_r=0) в координатна система, въртяща се със синхронна скорост ω_k=ω_s са [1, 4]:

$$\begin{cases} \dot{U}_s = Z_s \dot{I}_s + Z_m \dot{I}_m = Z_s \dot{I}_s + \dot{E}_m; \\ 0 = Z_r \dot{I}_r + Z_m \dot{I}_m = Z_r \dot{I}_r + \dot{E}_m. \end{cases} \quad (3)$$

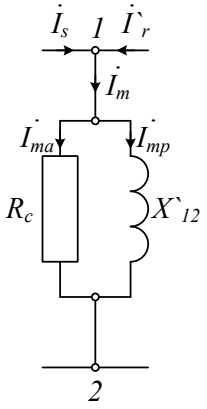
където

$$\begin{cases} Z_s = R_s + j\omega_s L_{\sigma s}; Z_r = R_{rs} + j\omega_s L_{\sigma r}; \\ R_{rs} = \dfrac{R_r}{s} = R_r + \dfrac{1-s}{s} R_r = R_r + R_Д; \\ Z_m = R_m + j\omega_s L_m; \\ \dot{E}_m = Z_m \dot{I}_m = (R_m + j\omega_s L_m)\dot{I}_m = R_m \dot{I}_m + j\omega_s \dot{\Psi}_m. \end{cases}$$

Мощността отделена в допълнителното съпротивление $R_Д$ е равна на механичната мощност, която се предава към вала на двигателя при работата му с хлъзгане *s*. На тези уравнения съответства заместващата схема на асинхронния двигател показана на Фиг.1[1].



***Фиг. 1**. Заместваща схема на АД*



***Фиг. 2**. Заместваща схема на АД с отчитане на загубите в стоманата*

Загубите в стоманата могат да бъдат отчетени чрез въвеждане на допълнително активно съпротивление в намагнитващия клон R_c, паралелно свързано на индуктивното съпротивление на взаимна индукция X'_{12}. По този начин намагнитващия ток I_m има две съставки: активна I_{ma}, която определя мощността на загубите в стоманата, и реактивна I_{mp}, която възбужда основния магнитен поток в магнитопровода [1]. Пълното съпротивление на намагнитващия клон се определя от израза:

$$Z_m = \frac{R_c j X'_{12}}{R_c + j X'_{12}} = R_m + j X_m = \frac{\dot{E}_m}{\dot{I}_m} \quad (4)$$

От тук за R_c и X'_{12} се получава:

$$R_c = \frac{R_m^2 + X_m^2}{R_m}; X'_{12} = \frac{R_m^2 + X_m^2}{X_m}. \quad (5)$$

От уравненията на асинхронната машина във векторен вид в координатна система *uv*, въртяща се с произволна скорост ω_k, при отчитане на загубите в стоманата се получават:

$$\begin{cases} \mathbf{u_s} = R_s\mathbf{i_s} + L_{\sigma s}\dfrac{d\mathbf{i_s}}{dt} + \dfrac{d\boldsymbol{\psi}_\mathbf{m}}{dt} + j\omega_k L_{\sigma s}\mathbf{i_s} + j\omega_k\boldsymbol{\psi}_\mathbf{m}; \\ 0 = R_r\mathbf{i_r} + L_{\sigma r}\dfrac{d\mathbf{i_r}}{dt} + \dfrac{d\boldsymbol{\psi}_\mathbf{m}}{dt} - j(\omega_k - \omega_r)L_{\sigma r}\mathbf{i_r} - j(\omega_k - \omega_r)\boldsymbol{\psi}_\mathbf{m}, \end{cases} \quad (6)$$

За намагнитващия контур може да се запише:

$$\begin{cases} \dfrac{d\boldsymbol{\psi}_\mathbf{m}}{dt} + j\omega_k\boldsymbol{\psi}_\mathbf{m} = \mathbf{e_m} = R_c\mathbf{i_{ma}}; \\ \mathbf{i_s} + \mathbf{i_r} = \mathbf{i_m} = \mathbf{i_{ma}} + \mathbf{i_{mp}}; \\ \boldsymbol{\psi}_\mathbf{m} = L_m\mathbf{i_{mp}}. \end{cases} \quad (7)$$

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА ЗАМЕСТВАЩАТА СХЕМА

Активното съпротивление R_s на фазите на статорната намотка може да бъде измерено непосредствено по известните начини и да бъде приведено към работната температура [1]. Роторното съпротивление и индуктивностите от самоиндукция на статора и ротора се определят от опита на късо съединение при понижено напрежение U_K, така че I_K=I_H, като се приема, че намагнитващия контур не оказва влияние [1].

Отчитането на изменението на взаимната индуктивност изисква познаването на кривата на намагнитване на конкретния двигател. Ако се проведе опит на празен ход на двигателя при различни стойности на захранващото напрежение U_s и се измерят тока на празен ход I_{s0} и активната мощност P_0, може да се получи зависимостта Ψ_m=$f(I_{mp})$ и L_m=$f(I_{mp})$, както и зависимостта и R_c=f(I_{ma}).

Изобразяващия вектор на статорното напрежение и на статорния ток в координатна система система, която се върти със синхронна скорост ω_s се получава

$$\begin{cases} \mathbf{u_s} = \dot{U}_s = u_{sx} + ju_{sy} = \sqrt{2}U_s + j0; \\ \mathbf{i_s} = \dot{I}_s = i_{sx} + ji_{sy} = \sqrt{2}I_{s0}(\cos\varphi_0 - j\sin\varphi_0), \end{cases} \quad (8)$$

където $cos\varphi_0 = P_0/(3U_1I_0)$ е фактор на мощността при празен ход.

Напрежение на намагнитващия клон се получава:

$$\dot{E}_m = \dot{U}_s - Z_s\dot{I}_s = \dot{U}_s - (R_s + j\omega_s L_{\sigma s})\dot{I}_s \quad (9)$$

Роторния и намагнитващия ток са съответно:

$$\dot{I}_r = -\frac{\dot{E}_m}{Z_r};\ \dot{I}_m = \dot{I}_s + \dot{I}_r \quad (10)$$

От пълното съпротивление на намагнитващия клон могат да бъдат получени активното съпротивление на загубите в стоманата R_c и индуктивното съпротивление на взаимна индукция X'_{12}

$$Z_m = \frac{\dot{E}_m}{\dot{I}_m} = R_m + jX_m; \quad (11)$$

Компонентите на намагнитващия ток се получават

$$\dot{I}_{ma} = \frac{\dot{E}_m}{R_c};\ \dot{I}_{mp} = \frac{\dot{E}_m}{jX'_{12}} = \frac{\dot{E}_m}{j\omega_s L_m}. \quad (12)$$

Взаимната индуктивност и пълния магнитен поток на въздушната междина се получават

$$L_m = \frac{X'_{12}}{\omega_s};\ \dot{\Psi}_m = \frac{\dot{E}_m}{j\omega_s} = L_m\dot{I}_{mp}. \quad (13)$$

Необходимо е да се получат изрази за компонентите на механичните загуби; електрическите загуби, загубите в стоманата и допълнителните загуби при установени режими на работа с използване на изобразяващите вектори.

За въртящия момент и за механичната мощност можем да запишем:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2}\frac{p_p}{L_{\sigma r}}Im\left(\dot{\Psi}_m\overline{\dot{\Psi}_r}\right) \\ P_{мех} &= M\Omega_r = M\frac{\pi n}{30}. \end{aligned}; \quad (14)$$

При празен ход механичната мощност $P_{мех}$ отива за покриване на механичните загуби $p_{мех}$. За електрическите загуби получаваме:

$$P_{ел} = \frac{3}{2}\left(R_s\left|\dot{I}_s\right|^2 + R_r\left|\dot{I}_r\right|^2\right); \quad (15)$$

Входна комплексна мощност се изчислява с израза:

$$\dot{S}_1 = \frac{3}{2}\dot{U}_s\bar{\dot{I}}_s = P_1 + jQ_1; \qquad (16)$$

Комплексна мощност на намагнитващия контур се получава:

$$\dot{S}_m = \frac{3}{2}\dot{E}_m\bar{\dot{I}}_m = P_c + jQ_m; \qquad (17)$$

Активната мощност на намагнитващия контур е мощността отделена като загуби в стоманата P_c:

$$P_c = \frac{3}{2}Re\left(\dot{E}_m\bar{\dot{I}}_m\right) = \frac{3}{2}R_m\left|\dot{I}_m\right|^2 = \\ = \frac{3}{2}\frac{\left|\dot{E}_m\right|^2}{R_c} = \frac{3}{2}R_c\left|\dot{I}_{ma}\right|^2 \qquad (18)$$

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

С цел да се проверят разработените алгоритъм и математически модели е изследван експериментално трифазен асинхронен двигател тип 4АО-80В-4D с номинални данни 0,75 kW, 380 V, 50 Hz в режим на празен ход.

Таблица 1. *Опит на празен ход на АД тип 4 АО 80 В-4D.*

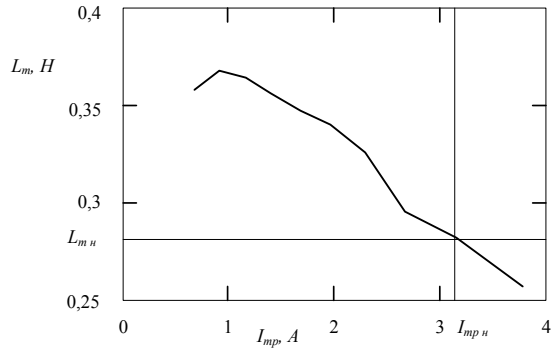
№	U_s	I_{s0}	P_0	n_0
	V	A	W	min^{-1}
1	60,622	0,578	63	1435
2	81,406	0,688	72,0	1465
3	101,845	0,843	84,0	1479
4	119,858	1,003	99	1485
5	140,296	1,198	114	1490
6	160,215	1,392	136,5	1492
7	179,267	1,622	172,5	1493
8	191,218	1,893	213	1495
9	216,506	2,231	282	1496
10	239,023	2,678	391,5	1499

В таблица 1 са дадени експерименталните резултати, получени от опита на празен ход, проведен с асинхронен двигател тип 4 АО 80 В-4D.

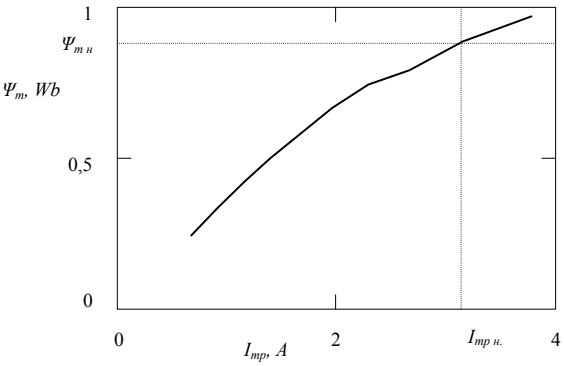
С помощта на предложената изчислителна методика са получени елктродвижещото напрежение на намагнитващия клон, роторния и намагнитващия ток, компонентите на намагнитващия ток, взаимната индуктивност и пълния магнитен поток на въздушната междина, както и активно и индуктивното съпротивление в намагнитващия клон. Част от получените резултати са представени в таблица 2.

Таблица 2. *Получени резултати*

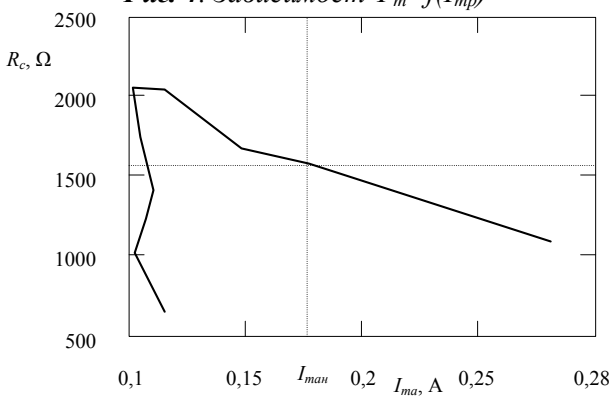
№	$cos\varphi_0$	I_{mp}	L_m	Ψ_m	I_{ma}	R_c
	-	A	H	Wb	A	Ω
1	0,599	0,670	0,358	0,240	0,115	654,0
2	0,428	0,903	0,367	0,332	0,102	1017,8
3	0,326	1,153	0,364	0,419	0,107	1232,3
4	0,274	1,392	0,356	0,496	0,110	1410
5	0,226	1,677	0,347	0,582	0,105	1747,3
6	0,204	1,956	0,340	0,665	0,102	2057,4
7	0,198	2,282	0,325	0,742	0,115	2036,4
8	0,196	2,666	0,295	0,786	0,148	1670,9
9	0,195	3,145	0,282	0,887	0,177	1578,2
10	0,204	3,776	0,257	0,970	0,282	1087,9



Фиг. 3*. Зависимост $L_m=f(I_{mp})$*



Фиг. 4*. Зависимост $\Psi_m=f(I_{mp})$*



Фиг. 5*. Зависимост $R_c=f(I_{ma})$*

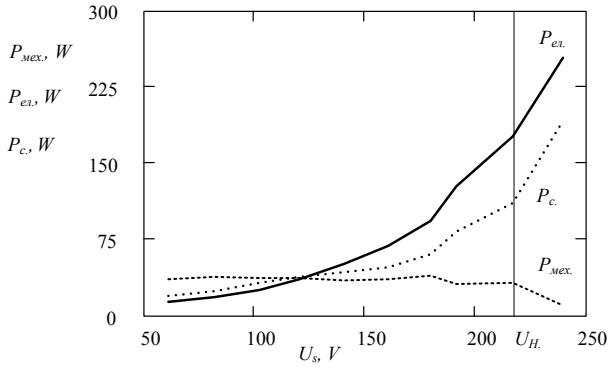
На фиг. 3 – фиг. 5 са показани зависимостите на $L_m=f(I_{mp})$, $\Psi_m=f(I_{mp})$ и $R_c=f(I_{ma})$. На графиките са отбелязани $L_{mн}$ и $\Psi_{mн}$ при номинали стойности на тока $I_{mpн}$, а за $R_{cн}$ при $I_{maн}$.

В Таблица 3 са получени M, $P_{мех}$, $P_{ел}$, P_c за асинхронен двигател тип 4 АО 80 В-4D.

Таблица 3. *Загуби при празен ход на асинхронен двигател тип 4 АО 80 В-4D.*

№	M	$P_{мех}$	$P_{ел}$	P_c
	Nm	W	W	W
1	0,2414	36,2809	13,4914	19,5382
2	0,2494	38,2543	17,6877	23,9739
3	0,2397	37,1324	25,7026	31,6936
4	0,2392	37,1909	36,0099	38,6658
5	0,2199	34,3127	50,9942	43,0237
6	0,2299	35,9135	68,7563	47,7342
7	0,2505	39,1662	93,2825	60,0668
8	0,2006	31,4007	126,8921	82,0543
9	0,2043	32,0055	176,2526	110,6075
10	0,0611	9,5919	253,9409	191,9503

На фиг. 6 са показани зависимостите на $P_{мех}$, $P_{ел}$, $P_c=f(U_s)$.



Фиг. 6*. Зависимости на $P_{мех}$, $P_{ел}$, $P_c=f(U_s)$*

От графиката се вижда че, с увеличаване на напрежението електрическите загуби нарастват в най-голяма степен. Загубите в стоманата също нарастват в по малка степен от електрическите. След достигане на номиналното напрежение, механичните загуби намаляват.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработени са методика, алгоритми и математически модели за определяне на параметрите на асинхронната машина чрез измерване на напреженията и токовете при опит на празен ход за динамичния и установения режим.

Относително много доброто съгласуване на получените стойности на параметрите на машината потвърждава достоверността и точността на разработената методика, алгоритми и математически модели.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Krishnan, R. Electric motor drives: modeling, analysis and control, Prentice Hall, New Jersey, 2001.

[2] Levi, E. A unified approach to main flux saturation modeling in d–q axis models of induction machines. IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 10, Sept., 1995, pp. 455–461.

[3] Toliyat H. A., E. Levi, M. Raina A Review of RFO induction motor parameter estimation techniques. IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 18, no. 2, June, 2003, pp. 271-283.

[4] Spirov, D., P. Vladimirov. Determination of Induction Machine Parameters in Case of Dynamic and Steady-State Operating Modes. Jornal “Electrical engineering and electronics, vol. 11-12, 2008, pp. 24-27.

EFFECTS OF VOLTAGE UNBALANCE ON TORQUE OSCILLATIONS IN INDUCTION MOTOR

Marko Šućurović[1], Milutin Petronijević[2], Nebojša Mitrović[2], Marko Rosić[1]
[1] *University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences Čačak, Serbia*
[2] *University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia*

Abstract

The paper presents an experimental analysis of the effects of the unbalanced power supply voltage of a three-phase induction motor on the torque oscillations. The measurements of the torque, voltage and motor currents at balanced and unbalanced voltage were performed. Asymmetric power supply modes were realized using single-phase autotransformers. Acquisition equipment and LabVIEW program applications were used for the measurements. The measurements were performed during the change of the motor phase supply voltage in the range of ±10% of its nominal value. The results obtained experimentally indicate that the second harmonic of the torque is directly dependent on the voltage unbalance.

Keywords: Voltage unbalance, induction motor, torque oscillation, LabVIEW.

INTRODUCTION

Supply voltage unbalance is one of the parameters of power quality. Phase-voltage fluctuations are often present in real power networks. The reasons for this, among other things, can be: non-symmetrical load by phases which leads to different voltage drops in the phase conductors; faults in power distribution networks can cause voltage sags (a single-phase short circuit being the most common fault, and it causes voltage drops of one phase, i.e. B-type of voltage sag) [1].

Voltage unbalance can be caused by variations in phase amplitude and/or phase angle. These variations directly affect the operation of a three-phase induction motor that is connected to such a three-phase voltage. Voltage unbalance leads to the unbalance of the motor phase currents. Consequently, a negative-sequence component of the current is created which directly results in the reduction of the motor torque, additional heating of the machine and reduction of its efficiency [2, 3], as well as the appearance of mechanical vibrations [4]. Besides voltage unbalance, current unbalance can also arise due to the unequal impedances of the motor phase coils.

In addition, voltage unbalance can lead to torque oscillations of the induction motor. The oscillations result from the negative-sequence component of the current and voltage. Except for the existing static load, voltage unbalance also causes higher torque harmonics. These harmonics are multiples of even numbers and basic frequency of motor power supply (100, 200 Hz, …) [5].

Furthermore, torque oscillations can also be caused when the induction motor is powered by a frequency converter [6]. In this case, torque oscillations can be reduced by introducing modifications in different motor control algorithms [7].

The source of torque oscillations can have mechanical nature as well. These oscillations originate from an imperfect coupling of a motor shaft on one side and a load shaft on the other side. In this case the problem arises from poor alignment of the shaft axes. These oscillations have a frequency that directly depends on the rotation speed.

The following chapters present a method of confirming the existence of the aforesaid problem. The definitions of the used values, equipment and the measurement procedure are presented as well. The final chapter of the paper provides the discussion on the results of the measurement of voltage and current unbalance as well as the value of the second harmonic of the induction motor torque.

VOLTAGE UNBALANCE AND ITS EFFECT ON THE INDUCTION MOTOR TORQUE

In a three-phase voltage system, the asymmetry can be represented by using symmetric components: positive, negative, and zero component. Several standards define the values for determining voltage unbalance [8, 9]. IEC 61000-3-14 standard [10] determines voltage unbalance by symmetrical components and the voltage unbalance factor – *VUF*:

$$VUF_{\%} = 100\left(V_n / V_p\right) \tag{1}$$

where V_p is a positive-sequence voltage, and V_n is a negative-sequence voltage. The current unbalance factor – *CUF* is calculated in a similar way:

$$CUF_{\%} = 100\left(I_n / I_p\right) \tag{2}$$

where I_p is a positive-sequence current and I_n is a negative-sequence current.

According to the NEMA standard, the voltage unbalance factor is defined based on the unbalance of the line voltages by the following equation:

$$LVUF_{\%} = 100\frac{\max\left[\left|V_{ab} - V_{avg}\right|, \left|V_{bc} - V_{avg}\right|, \left|V_{ca} - V_{avg}\right|\right]}{V_{avg}} \tag{3}$$

where V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} are line voltages, and V_{avg} is an average value of the line voltage (V_{avg}= (V_{ab}+V_{bc}+V_{ca})/3).

In case of the change in voltage amplitude of a single phase, the unbalance can be expressed by the *VUF* calculated by the equation:

$$VUF_{\%} = 100\left|\frac{k-1}{k+2}\right| \tag{4}$$

where k is the value of phase voltage change per units. The derivation of this equation is given in the Appendix.

Voltage unbalance directly causes the oscillations of the resulting electromagnetic torque of the induction motor. An analytic equation for determining the amplitude of the torque second harmonic is given in paper [5]. The paper shows that the dominant torque oscillation frequency is two times higher than the motor power supply frequency. The equation was determined based on the positive-sequence and negative-sequence equivalent circuits of the induction motor.

According to [6], the induction motor torque at an unbalanced voltage can be represented by a direct torque component and two torque components at higher frequencies. These two torque components are two and four times higher than the basic power supply frequency (i.e. they have frequencies of 100 and 200 Hz).

USED EQUIPMENT AND METHOD OF MEASUREMENT

An experimental setup for the measurement of the effects of voltage unbalance on the torque oscillations was realized in the Laboratory of electrical machines, drives and regulation within Faculty of Technical Sciences in Cacak [11]. A block scheme of the used equipment is shown in Fig. 1. The induction motor IM was powered by three single-phase autotransformers and one three-phase autotransformer. These autotransformers provide voltage amplitude change in all three phases separately. The unbalance caused by a phase angle drift from its default value cannot be provided by this equipment so it will not be considered as an unbalance factor. The three-phase autotransformer enabled simultaneous voltage changes in all three phases.

A three-phase induction motor with a rated power of 1.1 kW was used in the measurement. The other parameters of the motor are given in Table 1 in the Appendix.

The induction motor is coupled with an electromagnetic brake by a torque meter and flexible bellows couplings. The induction motor load was set by controlling the direct current intensity through the coils of the electromagnetic brake [12].

A HBM T20WN torque meter was used for the measurement of the current values of torque and speed. The torque meter is equipped with an appurtenant connection box which picks up voltage signals of the torque and motor shaft rotation speed.

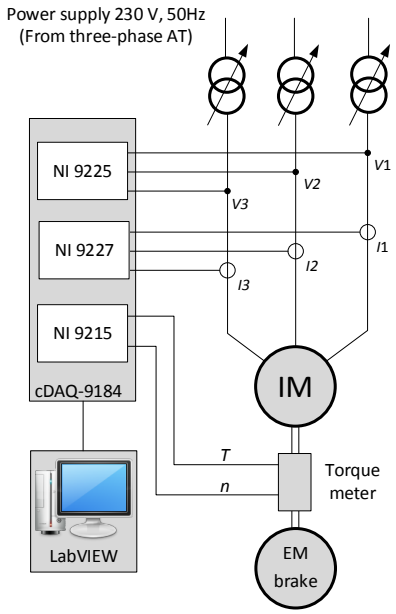


Fig. 1. *Block scheme of measurement system*

The quantities necessary for the analysis were measured using the cDAQ-9184 platform with the following modules: NI 9227 and NI 9225– for measuring motor currents and phase voltages respectively; NI 9215 – for measuring torque and speed signals. Voltages and currents are measured by NI 9225 and NI 9227 modules, with phase conductors being directly connected to these modules.

The display and recording of the measured values were realized by a LabVIEW application. Graphical user interface (GUI) of the application is shown in Fig. 2. All measured values can be saved in a .lvm file (table form) and prepared for further processing by selecting the "Zapamti" (Save) button.

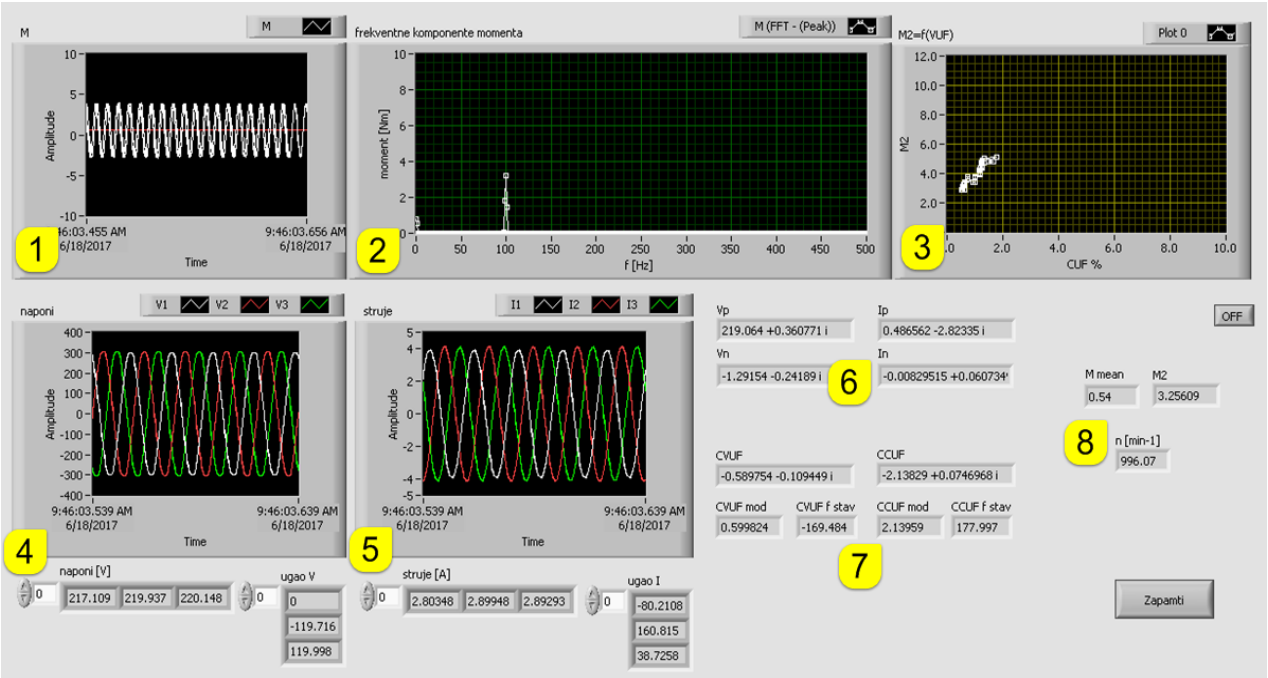


Fig. 2. *Graphical user interface of the application used in the measurement*

(1– instantaneous torque; 2– torque harmonic spectral components; 3– torque T2 dependence on VUF; 4– profile, rms values and phase angles of voltages; 5– profile, rms values and phase angles of currents; 6– numerical values of positive and negative components of motor voltage and currents; 7– complex values of VUF and CUF; 8– numerical values of direct torque component, torque T2 component and motor speed)

MEASUREMENT RESULTS

The measurements of the torque oscillations were performed by changing the voltage of one phase in the range of 0.9-1.1 p.u. At the same time, the voltages of the other two phases had the same nominal value (220V). After that, the measurements were conducted at two-phase unbalance, that is, by changing the voltages of two phases, while the voltage of one phase had a nominal value. The unbalance is expressed by two factors: *VUF* and *CUF*.

Figure 3 shows the values of the *VUF* and *CUF* measured at the voltage change of one phase. Diagrams 1, 2 and 3, shown in this figure, represent the values of the *VUF* and

CUF obtained by changing the voltage of the first, second and third phase, respectively. As it was already pointed out, during the change in voltage of one phase, the voltages of the remaining two phases had the nominal value of 220 V. In addition to the measured *VUF* values, the graph of the equation (4) is also presented. In all three cases, it is obvious that the unbalance factor linearly depends on the phase voltage. The values of the *VUF* obtained by the measurements and those obtained by the equation (4) are almost equivalent. The measured values have the expected linear dependence. However, in some cases, the measured values and the values determined by the equation (4) differ, which shows that the unbalance defined by the given equation was not fully realized during the measurement.

The reduction of voltage to 0.91 p.u. leads to an increase in the values of *VUF* in the range of 2.5-3%. The same happens when the voltage increases, i.e. an increase in voltage up to 1.1 p.u. leads to an increase in the *VUF* value of 3%. The values of the *CUF* at the same voltage change are about four times higher than the values of the *VUF*. The *CUF* also changes linearly with voltage, as in the case of *VUF*. The voltage of 0.9 p.u. leads to an increase in the value of *CUF* up to 12%. The same happens when the voltage increases and has a value of 1.1 p.u.

Figure 4 shows the instantaneous motor torque and its frequency components. In this case, there was no load on the motor. However, there was some friction torque. The measured average torque (T_0) was 0.55 Nm. The voltages had approximately the same value (220 V), but a small unbalance of the power supply as well as the motor unbalance caused torque oscillations. The dominant harmonic of the torque (T_2) is at the frequency of 100 Hz. The amplitude of these harmonic changes with the change in voltage, thus the increase in the unbalance (*VUF*) leads to the increase of T_2. The same figure shows that the torque components are present at several different frequencies. Slightly more prominent torque components are at the frequencies of 200 and 300 Hz (designated by number 1). These frequencies also occur due to the unbalance. There are also components at the frequencies of 16 and 48 Hz (designated by number 2). These components are the result of mechanical vibrations and their frequency changes with the change in the speed of rotation.

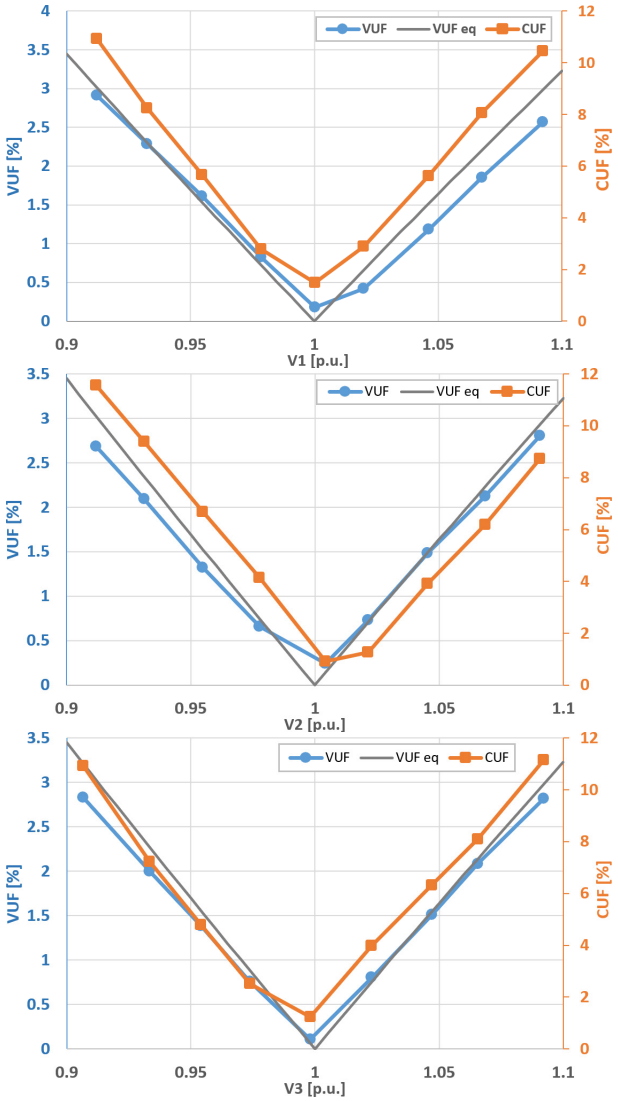


Fig. 3. *VUF and CUF at single-phase unbalance*

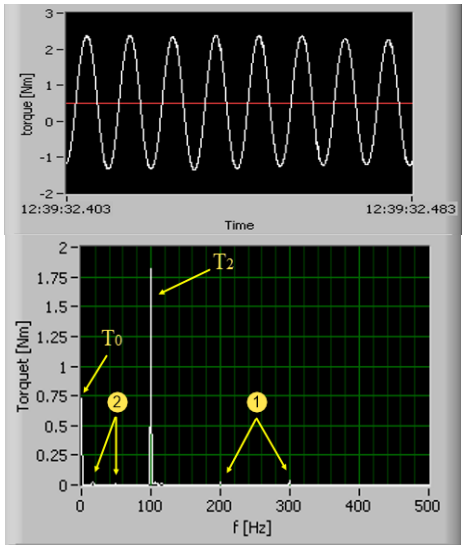


Fig. 4. *Profile of the torque and its frequency components*

Figure 5 presents a diagram of T_2 amplitude dependence on single-phase voltages. T_2 is given per units (with the base value T_n = 11.4 Nm). All values were measured at a motor load of 1.7 Nm. The diagram shows the changes in T_2 amplitude: it rises with the change in voltage and increase in unbalance. It can be seen that the values of T_2 amplitudes at the voltages of 0.9 and 1.1 p.u. reach the value of 0.9 p.u. Moreover, it is noticeable that the characteristics obtained at the V_2 and V_3 voltage unbalance are equivalent. When it comes to the characteristic of V_1 voltage, the values obtained deviate from the other two phases. The discrepancy between the characteristics of V_1 and V_2, V_3 can be caused by the unbalance of motor windings.

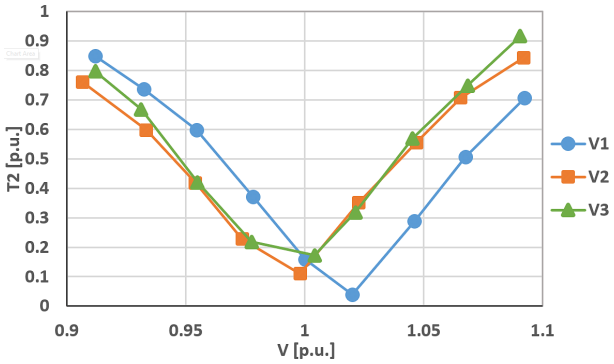


Fig. 5. *T_2 at single-phase unbalance*

As noted above, the measurements of T_2 at two-phase unbalance were also performed. The results of these measurements are shown in Figure 6 along with the results for the single-phase unbalance. The measurements of T_2 and *VUF* were performed at the following types of unbalance: 1P-UV - single-phase undervoltage; 1P-OV - single-phase overvoltage; 2P-UV - two-phase undervoltage; 2P-OV - two-phase overvoltage. The change in phase voltages was performed in the range from 0.9 p.u. (undervoltage) to 1.1 p.u. (overvoltage). The results show that high T_2 amplitude appears for all four types of unbalance. The highest values occur at the overvoltage unbalance (V=1-1.1 p.u.). In the case of undervoltage (V=0.9-1 p.u.), T_2 amplitude is lower by approximately 0.2 p.u. than T_2 amplitude at overvoltages. This shows that in the case of two-phase unbalance there is also a high value of T_2 amplitude and that these values are similar to those occurring at the single-phase unbalance.

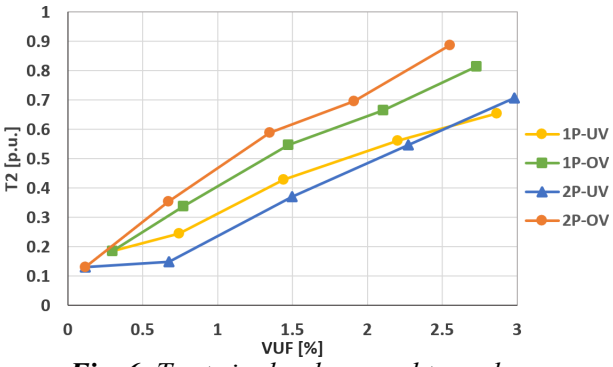


Fig. 6. *T_2 at single-phase and two-phase unbalance*

Paper [5] provides the equation for T_2, whose value depends on the motor slip (speed). The equation shows that the increase of slip and reduction of speed cause the decrease in the value of T_2 amplitude. Figure 7 presents the values of T_2 at single-phase unbalance and different torque loads. A change in load causes a change in the value of T_2 amplitude. Figure 8 shows the values of T_2 amplitudes at single-phase unbalance. The results are shown for three cases: when the phase voltages are 1, 0.954 and 1.045 p.u. The values of the other two voltages were around 1 p.u. The results of the measurement show that the load increase affects the value of T_2 amplitude, by reducing this value linearly. For all three cases of the unbalance there is a linear reduction of T_2 with approximately the same coefficient of reduction.

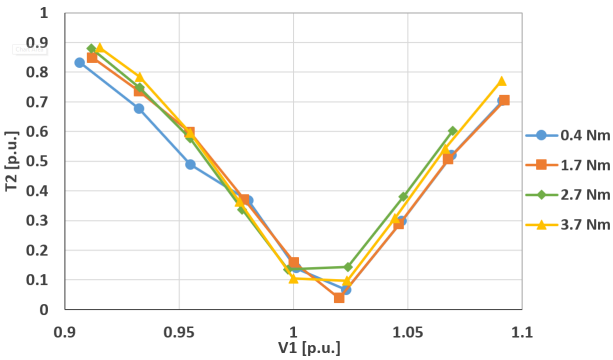


Fig. 7. *T_2 dependence on voltage and load*

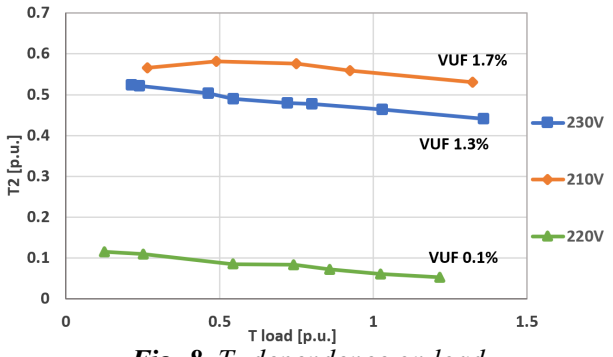


Fig. 8. *T_2 dependence on load*

CONCLUSION

This paper presents the effects of the unbalanced power supply voltage on the torque oscillations of the three-phase induction motor. The measurements showed that the torque oscillations occur due to the unbalanced power supply of the three-phase induction motor. The existing measurement and acquisition equipment and a LabVIEW application were used for measuring the torque, *VUF* and *CUF* of the induction motor with power of 1.1 kW. It is shown that the second harmonic of the torque directly depends on the factor of the voltage unbalance of the motor power supply. At the voltage change in the range of ± 10%, the torque amplitude reaches the value of 0.9 p.u. Furthermore, the paper confirms that an increase of the load leads to the reduction of the second harmonic of the torque.

APPENDIX

Induction motor parameters

Tab. 1. *Induction motor parameters*

U_n	380 V (Y)
I_n	3.5 A
n_n	920 min^{-1}
P_n	1.1 kW
$cos\varphi$	0.7
f_n	50 Hz

Calculation of VUF at single-phase unbalance

The positive and negative-sequence components of the voltage are:

$$V_p = \frac{1}{3}\left(V_1 + aV_2 + a^2V_3\right) = \frac{1}{3}\left(kV + aa^2V + a^2aV\right)$$
$$= \frac{1}{3}V\left(k+2\right)$$
$$V_n = \frac{1}{3}\left(V_1 + a^2V_2 + aV_3\right) = \frac{1}{3}\left(kV + a^2a^2V + aaV\right)$$
$$= \frac{1}{3}V\left(k-1\right)$$

Therefore, the voltage unbalance factor is:

$$VUF_{\%} = 100\frac{V_n}{V_p} = 100\left|\frac{k-1}{k+2}\right|$$

Where k is a phase voltage amplitude in p.u.

ACKNOWLEDGMENT

This paper is a result of the project TR33016 which is supported by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia.

REFERENCES

[1] Korunović L., „*Electrical Power Quality* “, Faculty of Electronic Engineering, Niš, 2014. (In Serbian)

[2] Lee C. Y., Chen B. K., Lee W. J., Hsu J. F., „Effects of various unbalanced voltages on the operation performance of an induction motor under the same voltage unbalance factor condition“, *Electric Power Systems Research*, 47, 1998, pp. 153-163.

[3] Neves A. B. F., Filho A. L. F., Mendonca M. V. B., „Effects of voltage unbalance on torque and efficiency of a tree-phase induction motor“, *16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Bucharest, Romania, 25-28 May 2014.

[4] Silaev M. A., Tulskii V. N., Kartashev I. I., „The effect of fast changes in voltage unbalance on vibration characteristics of asynchronous motors“, *Russian Electrical Engineering*, June 2014, Volume 85, Issue 6, pp 382–388.

[5] Wang Y. J., Lee M. H., Sung S. W., „Analytical modeling of pulsating torques of induction motors caused by supply voltage unbalance“, *International Conference & Utility Exhibition on Power and Energy Systems: Issues and Prospects for Asia (ICUE)*, Pattaya City, Thailand, 28-30 Sept. 2011.

[6] Lee K., Jahns T. M., Berkopec W. E., Lipo T. A., „Closed-form analysis of adjustable-speed drive performance under input-voltage unbalance and voltage sag conditions“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 3, 2006, pp. 733-741.

[7] Petronijević M., Veselić B., Mitrović N., Kostić V., Jeftenić B., „Comparative study of unsymmetrical voltage sag effects on adjustable speed induction motor drives“, *IET Electric Power Applications*, Vol. 5, Iss. 5 , 2011, pp. 432-442.

[8] Pilley P., Manyaye M., „Definitions of Voltage Unbalance“, IEEE Power Engineering Review, May 2001.

[9] Rodriguez A. D., Fuentes F. M., Matta A. J., „Comparative analysis between voltage unbalance definitions“, 2015 Workshop on

Engineering Applications – International Congress on Engineering (WEA), Bogota, Colombia, 28-30 Oct. 2015.

[10] IEC TR 61000-3-14:2011. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-14: Assessment of emission limits for harmonics, interharmonics, voltage fluctuations and unbalance for the connection of disturbing installations to LV power systems.

[11] Laboratory for Electrical Machines, Drives and Regulations- Faculty of Technical Sciences Čačak. Available: www.empr.ftn.kg.ac.rs

[12] Sucurovic M., Mitrovic N., Bjekic M., Bozic M., Rosic, "Calibration of the electromagnetic brake", International scientific conference - UNITECH '15, Gabrovo, Bulgaria, Vol. I, pp. 159-162, ISSN 1313-230X, 20-21. Nov. 2015.

SIMPLE MAGNETOMECHANICAL TORQUE SENSOR – DESIGN, CONSTRUCTION AND TESTING

Milos Bozic[1], Vojislav Vujicic[2], Marko Sucurovic[3], Branko Koprivica[4]
University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak
[1]Department of Mechatronics, [2]Department of Mechanical Engineering,
[3]Department of Industrial Engineering, [4]Department of Electrical and Electronic Engineering
Svetog save 65, 32000 Cacak, Serbia

Abstract
The aim of this paper is to present a design of the simple magnetomechanical torque sensor composed of the steel shaft, the pair of ball bearings, the magnetising coil and the search coil. Also, it presents the results of initial testing of the assembled sensor. Testing has been made with different diameters of the shaft loaded with cyclic variations of static torque. The results obtained have been presented and discussed in the paper.

Keywords: torque sensor, magnetomechanical effect, design, construction, testing.

INTRODUCTION

The origins of the magnetomechanical effect, related to the variation of magnetisation of a magnetic material with the applied mechanical stress, are well presented in the literature [1-3]. Previous research on the magnetomechanical effect under torsional stress has shown that it can be measured using a simple measurement setup with the magnetising coil and the search coil [4]. However, that research has been done on large scales, where the dimensions of the components were much larger than those in practical applications.

This paper presents a design, construction and testing of a simple torque sensor which works on the principle of magnetomechanical effect. Such sensor has a compact size. It consists of one steel shaft, a pair of ball bearings and two coils, the magnetising coil and the search coil. An alternating voltage of the constant amplitude has been supplied to the magnetising coil in order to produce an axial magnetic field in the shaft. The shaft has been exposed to the torsional stress and the variation of voltage induced in the search coil has been measured. Such measurements have been done with different amplitudes and frequencies of the supply voltage. Also, several shafts with different diameters have been used in the testing of the sensor. Initial tests have been performed under variable static torque produced by a steel lever arm. Further tests have been made on specialised testing station that contains induction motor, electromagnetic brake and flexible couplings.

The paper gives all details on the sensor parts and its construction. Also, it presents the results of sensor testing, as well as their detailed discussion.

TORQUE SENSOR

Designed torque sensor consists of mechanical and electrical parts.

Mechanical parts are:
1. steel shaft,
2. pair of ball bearings and
3. plastic housing.

Electrical parts are:
1. magnetising coil and
2. search coil.

All parts are separately presented in Fig. 1. Some part of the sensor is specific, such as the steel shaft, since it is replaceable. Therefore, shafts with different diameter, as it has been presented in Fig. 2, have been used for construction of the sensor. Four shafts have been made from one long C45 carbon steel shaft of 17 mm diameter [5]. Each shaft has reduced diameter in the central part. Reduced diameters are 4 mm, 6 mm, 8 mm and 10 mm. The length of that central part of the shaft is

the same with the length of the coils and amounts 50 mm. A total length of each shaft is 145 mm. Steel shaft needs to be placed inside the coils and fixed in place with Seeger ring and ball bearing on each side. Mounted together, these parts need to be placed inside the 3d printed plastic housing, as it has been presented in Fig. 3. \

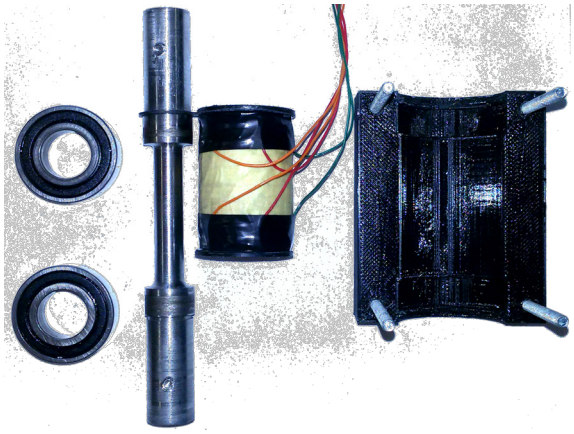


Fig. 1. *Parts of torque sensor.*

Fig. 2. *Steel shaft with different diameter.*

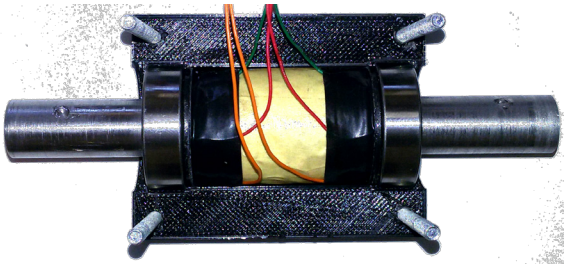


Fig. 3. *Position of sensor parts inside housing (cover removed).*

Finally, a top cover of the housing need to be put in place and fixed with four screws. Assembled sensor (top view and side view) is shown in Fig. 4. Dimensions of the housing are 80×62×42 mm.

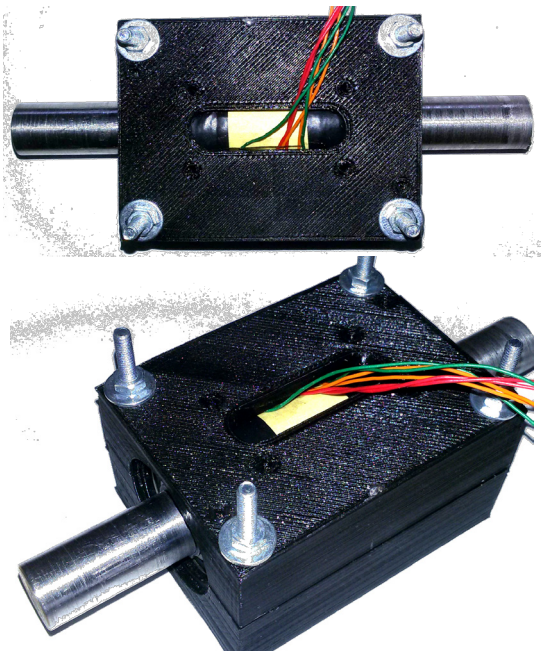


Fig. 4. *Assembled torque sensor.*

The magnetising coil and the search coil have three layers with 2000 turns in each layer. The magnetising coil has been wounded first and the search coil is wound above the magnetising coil.

RESULTS OF TESTING

In order to examine sensor response at no-load condition, initial tests have been started without applied torque and under stable sinusoidal supply voltage of 5 V (RMS value) at the frequency 50 Hz. This voltage produces the electric current i in the magnetising coil larger than 20 mA (RMS value), as it has been presented in Fig. 5. The induced voltage u in this case is higher than 2 V (RMS value). Such level of the induced voltage is adequate for accurate measurement.

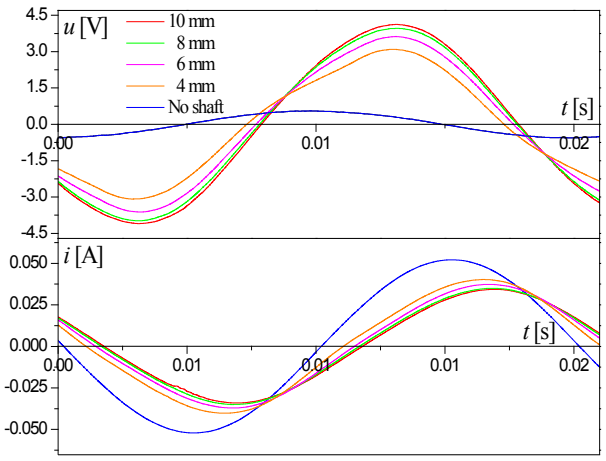


Fig. 5. *Magnetising current and induced voltage – without shaft and with different shafts.*

As it has been presented in Fig. 5, time waveform of the induced voltage and the magnetising current, at 5 V/50 Hz supply voltage, depend on the diameter of the steel shaft. Thus, for the Ø4 shaft the current is the highest, while the induced voltage for this shaft is the lowest. However, it is important to notice that the waveform of the Ø4 shaft induced voltage and current are not sinusoidal. Therefore, this shaft is magnetised more than other shafts and the nonlinear magnetic behaviour of the steel is more expressed in this case. This can be better observed on the $\int u\mathrm{d}t=f(i)$ loops (equivalent to $B=f(H)$ loops) presented in Fig. 6. Such loop for the Ø4 shaft is deformed from elliptical shape, as well as the Ø6 shaft loop, while loops for the Ø8 and Ø10 shafts are very close to the ellipse. Since all shafts have been made of one material, this means that shafts with smaller diameter have been magnetised more than shafts with larger diameter. Calculation of the magnetic flux density in the shaft is not a simple task because of the ferromagnetic nature of the steel and because of the presence of eddy currents. Even so, according to the waveforms given in Fig. 5 and loops given in Fig. 6 it is better to use shafts with larger diameter, such as Ø8 and Ø10 shafts, in order to avoid the undesired nonlinearity effect.

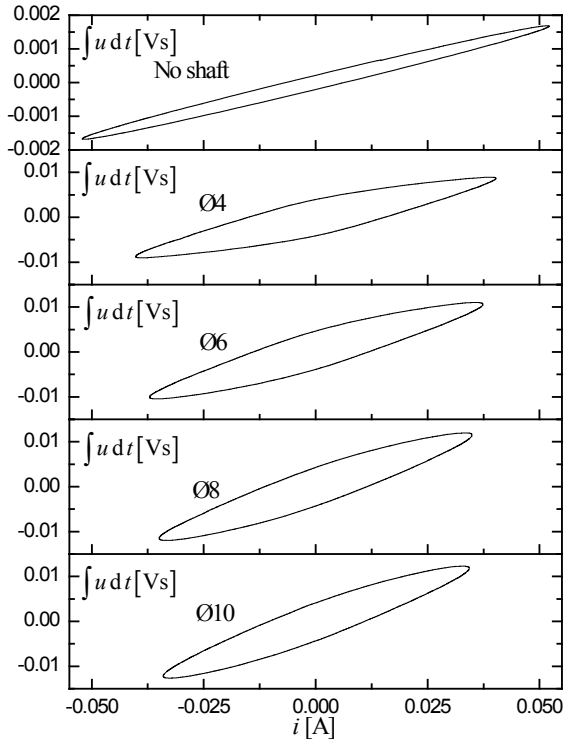


Fig. 6. *Hysteresis loop – without shaft and with different shafts.*

A variation of the frequency of supply voltage has been also considered during testing of the sensor. Under the same amplitude of supply voltage, the decrease of the frequency increases the magnetisation current and nonlinearity effect, while the increase of the frequency decreases the current and the nonlinearity, but increase linearly the induced voltage. However, the sensitivity of the sensor has remained the same, regardless the variation of the frequency. Therefore, it has been decided to keep initial settings (5 V/50 Hz).

The second phase of testing considered sensor response under applied torque. Two rounds of testing under static torque have been performed, one under the torque produces with the lever arm and weights and the other under the torque produced by the induction motor coupled to the electromagnetic brake.

In the first case, one side of the sensor steel shaft has been fixed to the solid support. The lever arm has been mounted on the other side of the shaft. The test has been started without weights on the lever arm and continued by adding one by one of four 1 kg weights on the lever arm at the position distanced by 30 cm from the shaft longitudinal axis. Also, weights have been removed one by one in order to obtain the unloading of the shaft. This procedure has been repeated four times in a row for each steel shaft. Plastic deformation has been observed with the Ø4 shaft and it has been removed out from further tests. The results obtained for other three shafts are presented in Fig. 7.

These results show variation of the induced voltage with the mass of weights during four cycles of loading and unloading of the sensor shaft. Also, an average loading and unloading path has been presented in the zoomed inset. The result obtained for Ø6 shaft show the increase of the voltage with the increase of the load mass from 0 kg to 1 kg and the decrease of the voltage with the increase of the load mass from 1 kg to 4 kg. Other two results obtained for Ø8 and Ø10 shafts show a continuous decrease of the voltage with the increase of the mass. Analogue behaviour has been observed during the decreasing of the load mass. Accordingly, the response of the sensor with the Ø6 shaft has been interpreted as inadequate and this shaft has not been used

in further tests. The response of the sensor with Ø8 and Ø10 shafts is adequate. The presence of hysteresis has been observed in the results during all tests. This is the mechanical hysteresis, typical for the used steel.

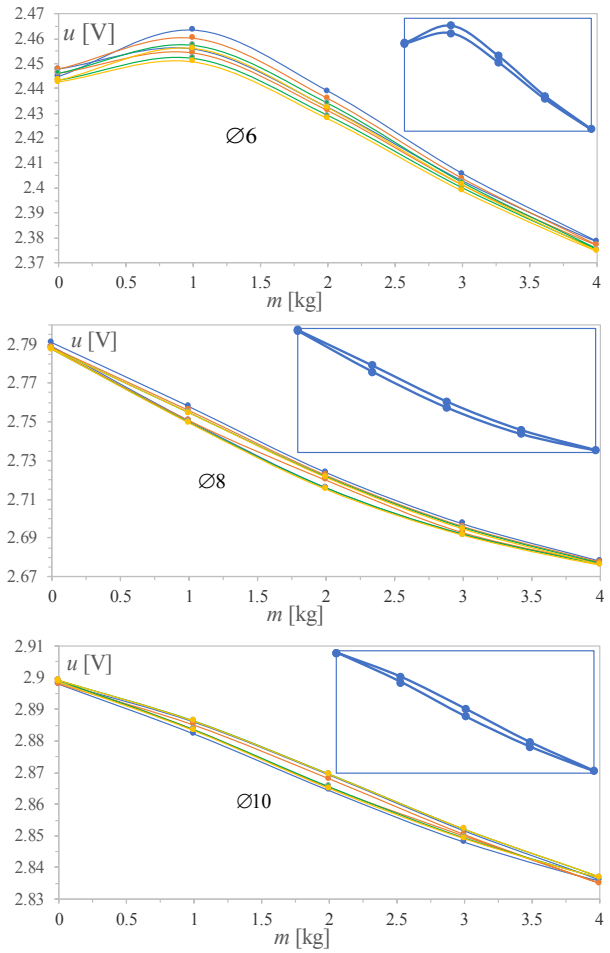


Fig. 7. *Variation of induced voltage with mass of weights (blue line – first cycle, orange line – second cycle, green line – third cycle, yellow line – fourth cycle).*

Sensor tests at the test station with induction motor (IM) and electromagnetic brake (EB) have been performed only with Ø8 and Ø10 shafts. The sensor is mounted together with the IM and EB as it has been presented in Fig. 8.

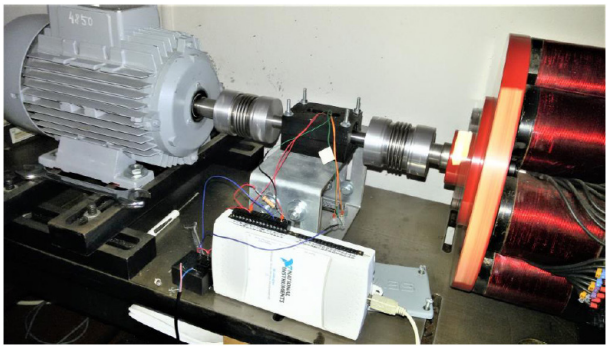


Fig. 8. *Sensor mounted on the test station.*

The IM has been supplied with rated phase-to-phase voltage (380 V) and run without the load to reach rated speed. Then, the electric current of the EB has been set to 0.3 A to produce low torque. After a short period of time a steady state has been reached and the recording of the induced voltage of the sensor has been started. The electric current of the EB has been increased in equal steps of 0.1 A up to 0.8 A and then decreased back to 0.3 A and the induced voltage has been recorded during this procedure. The result of such test for Ø8 and Ø10 shafts has been presented in Fig. 9. The upper graphs in Fig. 9 show that the induced voltage changes gradually with the change of the applied torque (the EB current). The lower graphs in Fig. 9 have been constructed of the data from the upper graphs. An average value of the measured voltage has been calculated for each current value (each step-stair in the upper graphs). Each value presents one point in the lower graphs. These lower graphs show the presence of the hysteresis, which is in accordance with graphs presented in Fig. 7. There is no significant difference between the hysteresis loops presented in Fig. 9.

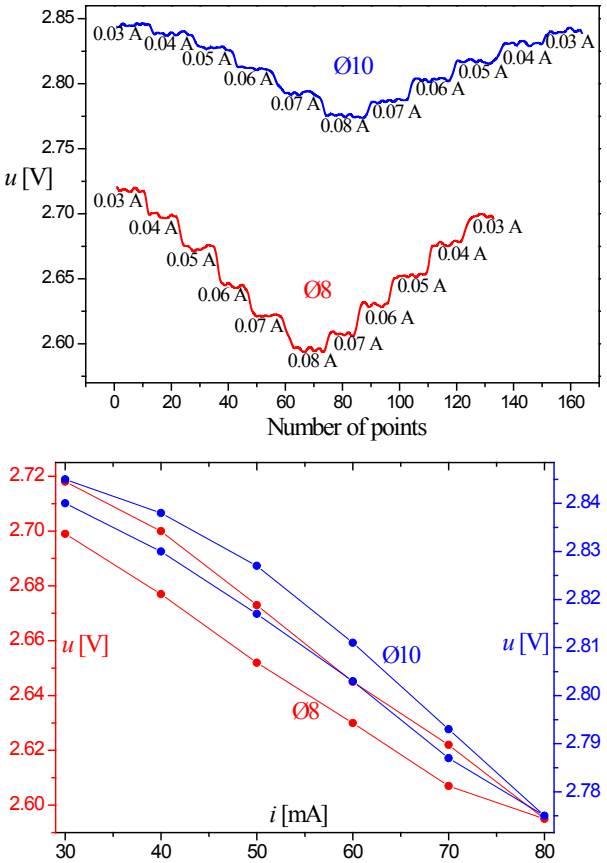


Fig. 9. *Response of the torque sensor during the test with IM and EB.*

In general, there is just one difference between the response of sensor obtained with the Ø8 shaft and the response of sensor obtained with the Ø10 shaft. The difference is in the sensitivity of the sensor. In the particular case, the variation of the output voltage when the Ø8 shaft has been used amounted about 0.12 mV and the variation of the output voltage when the Ø10 shaft has been used amounted about 0.07 mV.

DISCUSSION

There are advantages and disadvantages of the proposed design and construction of the torque sensor.

The advantages are:

- a small number of parts of a very simple design which can be easily made,
- easy assembling and disassembling,
- easy installation with the rest of the test equipment, such as induction motor and electromagnetic brake,
- the supply voltage has low level and the frequency of electric network and
- simplicity and low cost of the sensor.

The disadvantages are:

- presence of the mechanical hysteresis,
- no information on the direction of the applied torque and
- relatively small changes of the output voltage even for significant torque applied.

Further research would be devoted to the solving of these disadvantages and to the calibration of the sensor with another torque sensor with known characteristic.

The proposed magnetomechanical sensor can be also used for investigation of the magnetic characteristics of steel shafts. The material can be characterized in DC and AC magnetic fields of different amplitudes, shapes and frequencies, with and without applied torque.

It can be also used in the educational purposes within the courses of electrical and mechanical engineering, mechatronics and physics.

CONCLUSION

This paper presents the realization of a simple and low cost magnetomechanical torque sensor which has been built of simple mechanical and electrical parts. The basic parts of the sensor are the steel shaft, the magnetising coil and the search coil. The shaft has been magnetised and mechanically stressed at the same time. Shafts with different diameters have been tested. The variation of the induced voltage in the search coil with the applied torque has been observed. After cyclic variations of torque from no-load state to maximum load state the mechanical hysteresis appears.

A detailed presentation of all results obtained, as well as a proper discussion, has been given in the paper.

Further research would be devoted to the calibration of the sensor with another torque sensor with known characteristic. Also, ways of elimination or minimization of the hysteresis effect will be examined in the future.

ACKNOWLEDGMENT

This paper has been supported by Scientific Project TR 33016, financed by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia.

REFERENCE

[1] Bultea D.P., Langman R.A., Origins of the Magnetomechanical Effect, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 251, No. 2, Oct. 2002, pp. 229 – 243.

[2] Jiles D. C., Theory of the Magnetomechanical Effect, *Journal of Physics D: Applied Physics*, Vol. 28, No. 8, Aug. 1995, pp. 1537 – 1546.

[3] Chen Y., Kriegermeier-Sutton B. K., Snyder J. E., Dennis K. W., McCallum R. W., Jiles D. C., Magnetomechanical Effects under Torsional Strain in Iron, Cobalt and Nickel, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 236, No. 1-2, Oct. 2001, pp. 131 – 138.

[4] Vujičić V., Božić M., Koprivica B., Milovanović A., Simple Measurement of Magnetomechanical Effect of Cylindrical Steel Shaft under Static Torsional Stress, *4th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering - IcETRAN*, Kladovo, Serbia, 05-08 June 2017, p. MLI1-6.

[5] EN 10277-2 - Bright Steel Products - Technical Delivery Conditions - Part 2: Steels for General Engineering Purposes, 2008.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ИЗПИТАТЕЛЕН СТЕНД ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАБОТАТА НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ В ГЕНЕРАТОРЕН РЕЖИМ

TESTING STAND FOR RESEARCH ON IDUCTION MOTOR OPERATION IN GENERATOR MODE

Lyubomir Dimitrov
Technical University – Gabrovo, Bulgaria

Svilen Rachev
Technical University – Gabrovo, Bulgaria

Dimitrina Koeva
Technical University – Gabrovo, Bulgaria

Abstract

There is well-known a widespread use of induction motors in practice. Due to their simple construction, relatively small size dimensions, attributed to a unit of power, easy to operate in operating conditions, low prices and the principle of reversibility of rotating electric machines, they have also been used as asynchronous generators. In this connection, a stand has been developed to study their particularities in working conditions, which would help to familiarize with the operation of low-power generator systems.

Keywords: induction motor, frequency inverter, asynchronous generator

ВЪВЕДЕНИЕ

Асинхронният генератор (АГ) се прилага често поради простата и надеждна конструкция и лесно включване към електрическата мрежа. Той не изисква синхронизация, защото честотата на отдавания от него ток не зависи от скоростта на ротора му. Поради това включването може лесно да се автоматизира или да се извършва от нискоквалифициран персонал. Освен това токът му на късо съединение е по-малък, отколкото при синхронните генератори, поради по-голямото разсейване [1]. Намира приложение в малки водно-електрически централи, ветрогенератори и автономни източници на електрическа енергия с промишлена честота (агрегати и дизел-генератори). Икономическата обосновка сочи, че този режим на работа на асинхронния двигател е подходящ също и в случаите, когато електрическата машина се използва ограничено време за генериране на електроенергия. Към това следва да се добави и непретенциозността на някои битови консуматори (отоплителни, осветителни уреди и пр.) към стойността на захранващото напрежение и честотата му, а също и случаят, ако генерираната мощност се използва за изпомпване на вода [2].

Асинхронната машина (АМ) работи в генераторен режим, когато преобразува механичната енергия в електрическа, при условие че: роторът се върти по-бързо от статорното магнитно поле на машината (т.е., при отрицателно хлъзгане $-\infty\langle s\langle 0$) и да има възможност да консумира индуктивен ток от независим източник или електрическата мрежа, на която ще отдава активна електрическа енергия (т.е. в електрическата мрежа да има източник на индуктивна енергия) [1]. Машината се задвижва от първичен източник на механична енергия, като $n\rangle n_1$, т.е., честотата на въртене на ротора може да се изменя в границите $n_1 \div +\infty$. На практика много големи честоти на въртене над n_1 не следва да се допускат, т.к. се увеличават загубите в стоманата, механичните загуби и загряването – така се намалява к.п.д. на електрическата машината. Ето защо и в генераторен режим АМ работи с хлъзгания, които по абсолютна стойност са като тези в двигателен режим.

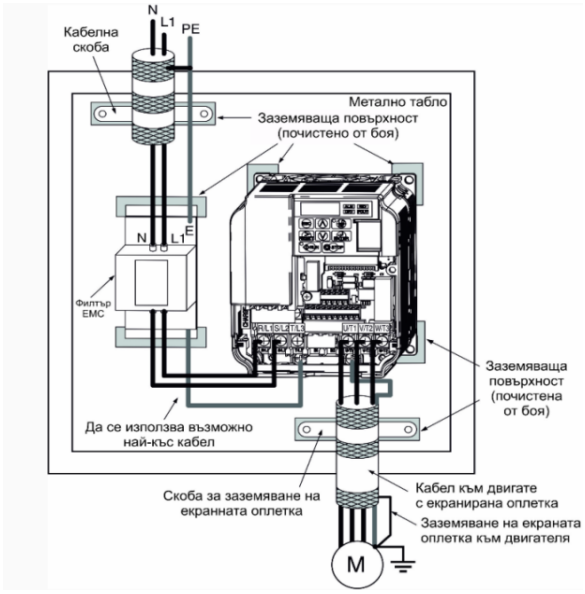
При $U = const.$ и $f = const.$ резултатният магнитен поток е почти постоянен по големина и се върти в пространството със синхронна честота на въртене n_1. Спрямо ротора обаче той се върти в посока, обратна на тази при двигател, поради което се променя знакът на индуктираното в роторната намотка е.д.н.: $E_{2s} = -sE_2$ [3].

ИЗЛОЖЕНИЕ

За изследване на работата на асинхронен двигател в генераторен режим е изработен стенд, включващ първичен източник на механична мощност – асинхронен двигател AT 90S2 с технически данни: номинална мощност $P_2 = 1.5$ kW, номинална честота на въртене: $n_H = 2830$ min^1, номинално напрежение: $U_H = 380$ V, номинален ток: $I_H = 3.5$ A, $\cos\varphi = 0.82$, режим на работа: S1.

За регулиране на честотата на въртене на първичния двигател се използва честотен преобразувател на фирмата "OMRON" SysDrive, модел: 3G3EV, с технически данни: захранващо напрежение: $U_{захр.} =$ 200÷240 V, честота на захранващото напрежение: $f =$ 50÷60 Hz, изходно напрежение: $U_{изх.} = 0$÷240 V, честота на изходното напрежение: $f = 0$÷400 Hz, номинален ток: $I_H = 7.0$ A. Схема на свързване на честотния преобразувател е дадена на фиг. 1.

Използваната асинхронна машина за работа в генераторен режим има следните технически данни: тип AT 90S4 IMB3, номинална мощност: $P_2 = 1.1$ kW, номинално напрежение: $U_H = 380$ V; статорна намотка свързана в звезда; номинална честота на въртене: $n_H = 1400$ min^{-1}; номинален ток: $I_H = 2.9$ A; $\cos\varphi = 0{,}75$, режим на работа: S1; активно съпротивление на статорната намотка: r_1=7.6 Ω; индуктивно съпротивление на разсейване на статорната намотка: x_1=5.3 Ω; приведено активно съпротивление на ротора $r_2^{'}$=3.19 Ω; индуктивно съпротивление на роторната намотка, приведено към статорната намотка $x_2^{'}$=5.86 Ω; активно съпротивление на намагнитващия контур: r_μ=13.24 Ω; индуктивно съпротивление на намагнитващия контур: x_μ=226.3 Ω;



***Фиг. 1**. Схема на свързване на честотния преобразувател.*

За опростяване на изследванията се приема, че параметрите на заместващата схема r_1, x_1, $r_2^{'}$, $x_2^{'}$ са инвариантни. За всеки конкретен случай на натоварване капацитетът на възбуждане считаме за постоянен. Условието за устойчива работа при $x_C = const.$ е генераторът да работи с голямо насищане на магнитната верига [3].

За възбуждане на асинхронния генератор се използват кондензатори, като при въртене на ротора в АГ се индуктира малко е.д.н. $E_{ост.}$ от остатъчното магнитно поле. Под въздействие на това е.д.н. протича ток, който в кондензаторите сменя знака си и изпреварва по фаза е.д.н. с 90 електрически градуса. Кондензаторите стават източници на индуктивен ток за асинхронния генератор. От този ток е.д.н. на генератора се увеличава още, също така и протичащият ток. Е.д.н. нараства, докато позволява капацитетът на кондензаторите или докато се насити магнитопроводът на машината [1].

Стойността на необходимия капацитет на една фаза е:

$$Q_k = 3\omega C U_л^2, [\text{VAr}] \qquad (2)$$

където: $\omega = 2\pi f$ – кръгова честота на захранващата мрежа;

$U_л$ – линейно напрежение, [V];

След преобразуване се получава:

$$C = \frac{Q_k}{3\omega U_л^2} \qquad (3)$$

Необходима кондензаторна мощност:

$$Q_k = \frac{I_\mu}{I_H} P_H \qquad (4)$$

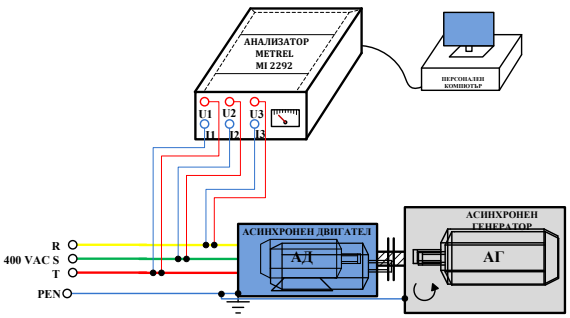
където: I_μ – намагнитващ ток, [A];

I_H – номинален ток, [A].

За възбуждане на магнитния поток за една фаза кондензаторът има капацитет:

$$C = \frac{440}{2\pi \times 50 \times 380^2} = 9.70 \ [\mu\text{F}] \qquad (5)$$

При избрани кондензатори C=10 μF за всяка фаза, реактивната мощност е: Q=440 VAr. Ако се допусне пад на напрежение до 10% от номиналното, може да се определи необходимата допълнителна реактивна мощност, т.е. точната стойност на кондензатора [3].

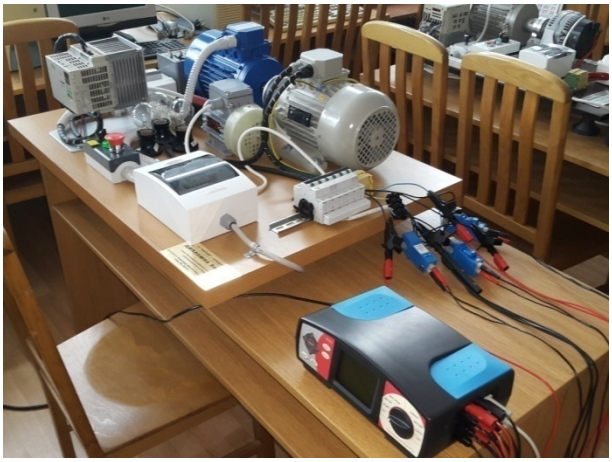


***Фиг. 2**. Принципна схема на свързване.*

За реализиране на изследванията е използван анализатор на качеството на електрическата енергия METREL, модел: *Power Quality Analyser – Plus MI 2292,* явяващ се цифрово портативно мултифункционално устройство за измерване и анализ на трифазни електрически вериги. Възможни са измервания с висока точност, запис и представяне на електрическите величини в реално време.

Принципна схема на свързване на анализатора е дадена на фиг. 2, а на фиг. 3 – общ вид на изпитателния стенд.

Анализаторът на качество на електрическата енергия METREL изчислява коефициентите на хармониците (на общи нелинейни изкривявания – THD от Total Harmonic Distortion) на напрежението THD-U(%) и на тока THD-I(%) за всяка фаза, както и коефициента на мощността по фази и общо за двигателя.



***Фиг. 3**. Изпитателен стенд – общ вид.*

Изследвана е работата на АГ за различни случаи. По време на опитите наблюдаваните и визуализирани данни за трите фази са: осцилограма на тока – I_{RMS}, напрежението – U_{RMS}, активна мощност – P_{RMS}, реактивна мощност – Q_{RMS}, пълна мощност – S_{RMS}, коефициент на мощност – PF, %-н дял на проявените хармоници в кривите на напрежението и тока, честота на генерираното напрежение – f.

Анализ на качеството на електрическата енергия при активен товар.

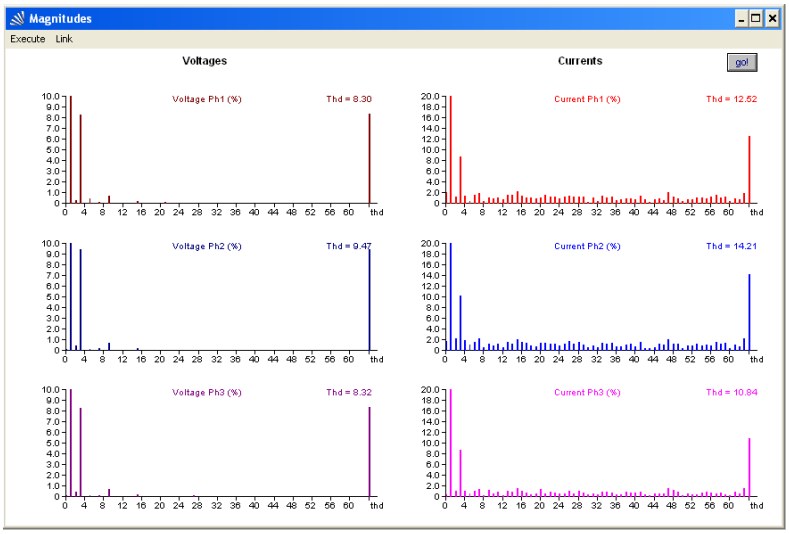
В този случай генераторът захранва чисто активен товар – лампи с нажежаема жичка (P_H=180 W). На фиг. 4 са представени данни за наблюдаваните величини. Получените графични зависимости на трите фазни напрежения и токове, показват изменението на тези величини във времето. Забелязва се силно изкривяване спрямо

идеалните синусоидите на трите тока, докато при напреженията това е в твърде малки граници и не оказва съществено влияние върху работата на включения товар.

От получените таблични резултати става ясно, че трите фази са равномерно натоварени по отношение на стойностите на трите тока. Коефициентът на мощност – *PF* (използва се този термин, т.к. е отчетено влиянието на висшите хармоници в електрическата мрежа) е с капацитивен характер $PF_{(c)}$ = (0,987÷0,990), което показва, че асинхронният генератор генерира реактивна мощност. Това се дължи до голяма степен на малката мощност на товара и невъзможност за регулиране на възбуждането на АГ. На фиг. 5 е представен хармоничният анализ на напреженията и токовете за трите фази. Честотата на генерираното напрежение е 51,09 Hz. В кривите на напреженията за всяка фаза ясно се открояват хармоници с поредни номера ν=3, ν=5, ν=9. В кривите на токовете се наблюдава проявяване на хармоници с поредни номера ν=3, ν=5, ν=9, ν=15, като другите са по-слабо изразени.

Общото хармонично изкривяване на напрежението е в границите: THD-U(%) = 8,30÷9,47, докато на тока варира от: THD-I(%) = 10,84÷14,21.

***Фиг. 4**. Данни от изследване на АГ при активен товар*



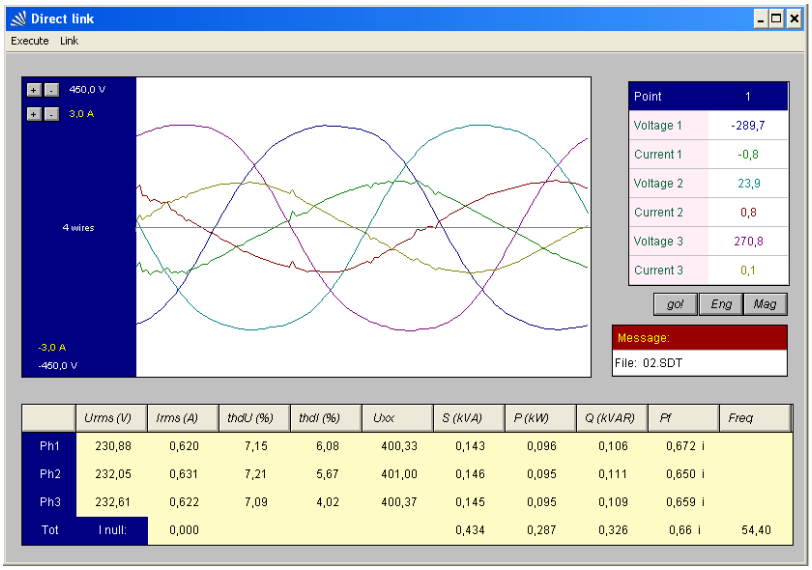
***Фиг. 5**. Хармоничен анализ при активен товар*

Анализ на качеството на електрическата енергия при активно-индуктивен товар.

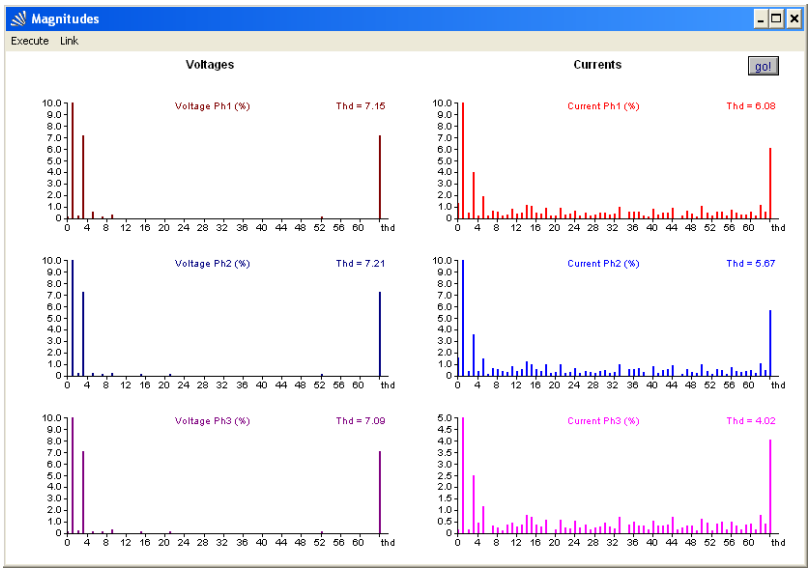
В този случай генераторът захранва активно-индуктивен товар *R-L*. Като товар се използва асинхронен двигател с малка мощност и нажежаеми лампи с обща мощност: P_H =360 W. Отчетени са ниски стойности на *PF*, поради характера на товара – празен ход на електродвигателя, явяващ се

товар. На фиг. 6 са представени данни за наблюдаваните величини, а на фиг. 7 – хармоничният анализ. И в този случай в кривите на напреженията и токовете се открояват хармоници с поредни номера ν=3, ν=5, но общото хармонично изкривяване е в по-малък диапазон – 7,09÷7,15 при напрежението и 4,02%÷6,08% при тока.

При работа на АГ с активно–индуктивен товар реактивната мощност на кондензаторната батерия осигурява реактивната мощност за основното магнитно поле (Q_μ), полето на разсейване (Q_S) и реактивната мощност, консумирана от товара (Q_T). Или балансът на реактивните мощности е условие за устойчива работа на АГ. В едната фаза се наблюдава несиметрия, вероятно поради несиметрия на товара.



***Фиг. 6**. Данни от изследване на АГ при активно-индуктивен товар*

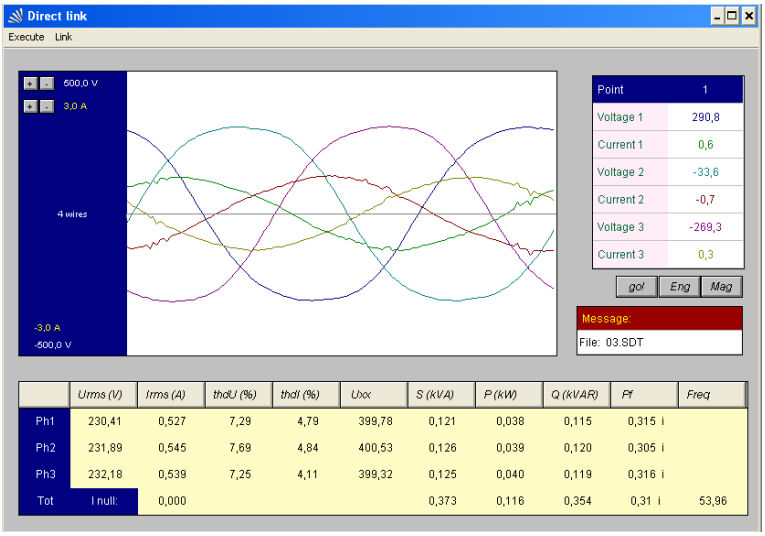


***Фиг. 7**. Хармоничен анализ при активно-индуктивен товар*

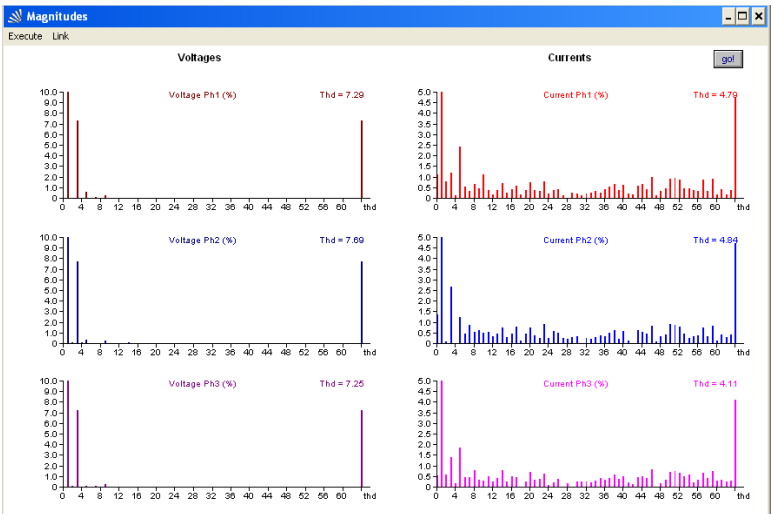
Анализ на качеството на електрическата енергия при индуктивен товар.

В този случай генераторът захранва индуктивен товар – асинхронен двигател, работещ на празен ход с мощност P_H =180W. На фиг. 8 са представени данни за наблюдаваните величини, а на фиг. 9 – хармоничният анализ на напреженията и токовете за трите фази. Честотата на генерираното напрежение е 53,96 Hz. Това е следствие на честотата на въртене на АГ, т.к. при по-ниска честота напрежението

на изводите на генератора се понижава под номиналното (230 V) и се налага честотата на въртене да се повиши. И в този случай най-силно изразени са хармониците с поредни номера ν=3, ν=5. Коефициентът на мощност е с много ниски стойности по фази: $PF_{(i)}$ = 0,305÷0,316, което се дължи на малката мощност на включения към АГ товар. Индуктивният характер на коефициента на мощност в този случай е вследствие на индуктивния характер на товара.



***Фиг. 8**. Данни от изследване на АГ при индуктивен товар*



***Фиг. 9**. Хармоничен анализ при несиметричен товар*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализираният изпитателен стенд допринася за получаване на подробни резултати за работата на асинхронния генератор при различен характер на товара. Ако товарът не е чисто активен, т.е. съдържа реактивни елементи, са необходими допълнителни изчисления, с оглед нормалното генериране на необходимото напрежение. Направеният анализ на качеството на генерираната електрическа енергия е принос от приложен характер за подобряване на електрическите показатели при въвеждане в експлоатация на автономни или свързани към електрическата мрежа асинхронни генератори.

REFERENCE

[1] Kopilov I. P., *Electrical Machines*, Logos, Moscow, 2000. (in Russian).

[2] McPherson G., and Laramore, R. D., *An Introduction to Electrical Machines and Transformers,* New York, U.S.A.: John Wiley & Sons, 1990, pp. 304–315.

[3] Koeva D., *Automated system for control, monitoring and diagnostics of wind turbines*, PhD Thesis, Technical University - Sofia, Sofia, Bulgaria, 2014. (in Bulgarian).

MATLAB APPLICATION FOR ANALYSIS AND EVALUATION OF ELECTRIC ENERGY TRANSMISSION STABILITY OF LONG TRANSMISSION LINES

Slobodan Bjelić
Faculty of Technical Sciences, Kosovska Mitrovica, Serbia

Nenad Marković
Higher Technical Professional School, Urosevac, Leposavic, Serbia

Uroš Jakšić
Higher Technical Professional School Zvecan, Serbia

Bojan Jovanović
Higher Technical Professional School, Urosevac, Leposavic, Serbia

Bojan Prlinčević
Higher Technical Professional School, Zvecan, Serbia

Abstract

The paper considers the possibility of applying formulas which include the wave character of the electromagnetic process in very high voltage lines on static stability of transmission system. Applied formulas are valid on the assumption that the frequency of alternating current generators connected to busbars is constant- standard. The procedure of validated simulation in the selected MATLAB program was used for verification and analysis. The obtained diagrams show that the better results are achieved using formulas that include wave character of electromagnetic process in lines.

Keywords: electromagnetic process, wave character, simulation, MATLAB.

INTRODUCTION

With voltage of 400(kV) and throughput of 500÷1500(MW), in the European Union the transmission of electric energy is achieved at the distances of 900÷1200(km). The limit of transmitted power with increasing length is related to the static stability of power plants in parallel operation and consumption of the system.

For the improvement of static stability of transmission grids connected through busbars to the infinite power system, the criteria defined in linear equations of electro-mechanical and electromagnetic transient processes of generators and synchronous machines connected to this system are used [2, 3, 9].

PARAMETERS OF BLOCK GENERATOR TRANSFORMER-BUSBARS SYSTEM

When synchronous turbogenerators (with cylindrical-shaped rotors) are connected through reactances of the block generator-transformer, according to Ben-Eichenburg diagram [6], the electromotive force depends on the value of the parameter of equivalent reactance x_e, i.e. according to relation:

$$E = \frac{U \cdot x_{G+T}}{x_l}\left[\sqrt{\left(\frac{x_e}{x_{G+T}}\right)^2\left(\frac{U_1}{U}\right)^2 - sin^2\,\theta} - cos\,\theta\right] \quad (1)$$

where: E is electromotive force of the generator, U is phase voltage of busbars on the output of the generator, θ is angle between

vector of electromotive forces and busbars of synchronous generator, U_1 is phase voltage at the beginning of power line and x_e is equivalent reactance of power line in transmission system.

Natural power is transmitted by water provided that the end of the line is closed with characteristic impedance. If Z_c is real number and is Z_C=Z_2, then:

$$\bar{I}_2 = \frac{\overline{U}_2}{\overline{Z}_C},\ S = P = \frac{V_n^2}{Z_C} \tag{2}$$

Phase value of voltage at the end of the line is:

$$\overline{U}_2 = \overline{Z}_2 \bar{I}_2,\ \overline{U}_2 = U_2 \tag{3}$$

The amplitude values of voltages and currents of power line are equal to amplitudes at the end, and during the transmission of this power the power line behaves neutrally, does not lose nor does provide this power; the line supply itself in reactive power.

For classic lines it is (T_1 on fig. 1):

$$Z_C(\Omega) = 400,\ P(MW) = \frac{U_n^2}{400} \tag{4}$$

and for lines in bundle:

$$Z_C(\Omega) = 300,\ P(MW) = \frac{U_n^2}{300} \tag{5}$$

The parameters of power line are:

$$\begin{aligned} &U_n = 110(kV);\ P(MW) = 30 \\ &U_n = 220(kV);\ P(MW) = 120 \div 130 \\ &U_n = 400(kV);\ P(MW) = 530 \div 550 \end{aligned} \tag{6}$$

Power lines usually operate in the regime of transmission of powers approximately equal to apparent powers.

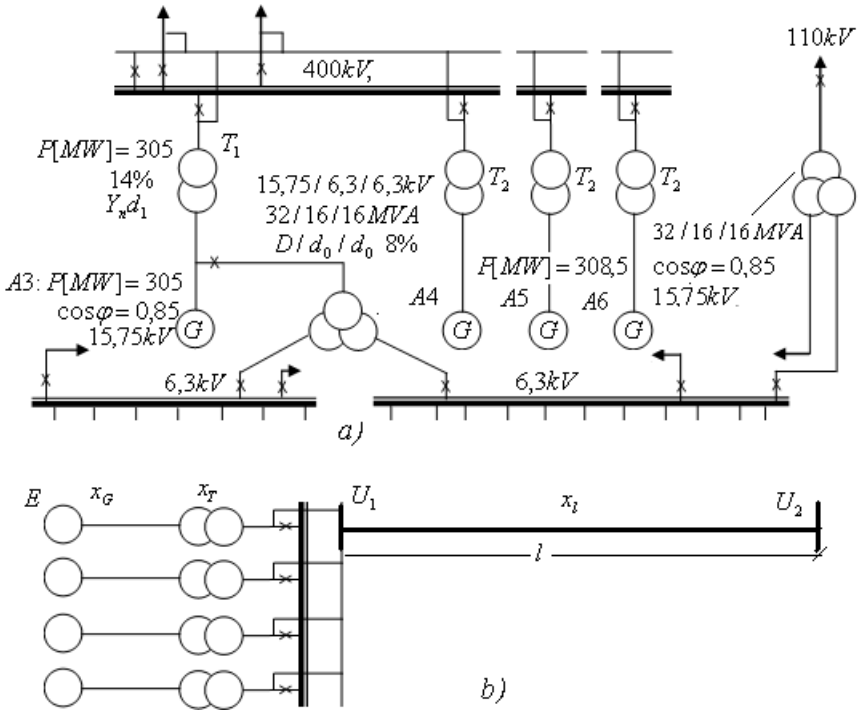


Fig. 1. *a) Scheme of the part of TE Nikola Tesla and very high voltage busbars b) Equivalent reactances of the part of the system with transmission line*

This transmission lines have the following characteristics:

- Due to higher load currents 1000÷2000(A) the cross-sections of conductors are very large. Because of this but also because of the reduction of inductive reactance of losses, the constructions where phase lines are divided into two or more parallel conductors are designed.
- If the lengths of transmission lines are extremely large for compensation of higher capacitive currents of the line, the "shunt" reactors *R* are installed.
- Longitudinal capacitive compensation is sometimes used to increase throughput of transmission lines. Serial capacitors connected to phase line reduce

(compensate) inductive reactance in electric circuit.

- Parameters of lines with the voltage of 400(kV) affects the relay protection requirements and operating conditions.

400(kV) power lines operate at the limit of static and dynamic stability because based on economic criteria they are designed in relation to maximum load. Short circuit at any point must be switched off in the time less than 0,1÷0,12(s). Modern switches operate in 0,08(s) so their own protection time cannot be greater than 0,02÷0,04(s). Therefore, the relay protection of very high voltage power line requires high demand in relation to the speed of reaction.

Due to large lengths of lines and tolerable loads, currents and impedances in normal regimes and at short circuits are comparable values (approximately equal), which complicates protection and requires the use of special devices of increased sensitivity. Because of the higher value of capacitive susceptance ωC and the level of voltage V, the capacitive currents I(A)=$V\omega C$ of the lines with the voltage over 400(kV) considerably exceed the current values at 110(kV) and 220(kV). I_C currents per one kilometer correspond to the following voltage values: 1÷1,2(A) for 400(kV) of the grid, 0,34(A) for 220(kV) of the grid, and 0,2(A) for 110(kV) of the grid. Capacitive currents for transmission on voltages over 400(kV) in some cases have significant impact on protection operation.

In the analysis and calculation of short circuits and static or dynamic stability the Π or T schemes are used. In calculations or analyses, very important parameters are reactive resistances (reactances) of electric circuits that equate electric transmission system.

Values of reactances are predominantly calculated according to approximate formulas and do not take into account the wave character of electromagnetic processes in the power grids [1, 2, 4, 7, 8, 10, 11].

For all calculations and simulations the base value is apparent power and equivalent reactances of power system are calculated from the serial connection of the reactance of the block and transmission line:

$$x_e = x_{G+T} + x_l\,,\; x_l = x_1 l \qquad (7)$$

where: l(km) is the length of transmission line.

For calculation of static stability, the free element values of the characteristic equation obtained by the linearization of electromechanical and electromagnetic processes equation in synchronous machine, excitation and regulator of excitation. The per-unit value of the power in this case is [5]:

$$P[pu] = a = \frac{EU}{x_e}\cos\theta \qquad (8)$$

If it is assumed that the transmission line of lengths l=300÷1000(km) does not have active losses, (ideal line r=0, g=0), and that is uses Π scheme, it is possible to implement correction factors that take into account the capacitance conductivity of lines b_1(S/km). The corrected formula (7) is then:

$$x_l = x_1 l\left[1 - \frac{l^2}{6}x_1 b_1\right] \qquad (9)$$

SIMULATION OF PROCESSES IN MATLAB AND ERROR ANALYSIS OF NEGLIGENCE OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES

Instead of measuring the influence of parameters wave character, the simulation in MATLAB psbtriphaselineBG [5] and analysis of the impact of errors occurred due to negligence of electromagnetic processes in the calculation of stability in transmission grids were prepared and performed in this paper. The power plant TE Nikola Tesla with 4 power blocks was selected for simulation A3:P(MW)=305, $A4$=$A5$=$A6$:P(MW)=308,5.

The per-unit value of equivalent reactance of blocks generator transformer is x_{G+T}=1,45(Ω/km), and transmission line 400(kV):3x500(mm^2) from TE Nikola Tesla towards Kragujevac, Niš and Leskovac has inductive resistance (reactance) $x_1 = 0{,}2\ [\Omega/km]$ and capacitive conductivity (conductance) b_1=4,27(S/km).

The calculation of the system with the uniform distribution of parameters of equivalent reactance is carried out according to formulas (7, 8) and electromotive forces according to formula (1). Whereas it is assumed that the power transmission system operates continuously without voltage

disruption, and power values are determined according to assumed angle θ=60^0. The values of phase voltages at the end of transmission line U_2=$U_{2(A,B,C)}$ are shown on the display. The calculation results are given in Table 1.

Figure 2 shows the simulation of the operation in the MATLAB psbtriphaselineBG program of one part of the power system and transmission line which is presented by Π scheme. The simulation parameters are calculated according to formulas (7) and (9), while other important parameters can be read from the presented schemes.

Tab. 1. *Table of important values of parameters in calculation and simulation*

	$x_e[pu]$			$x_e[pu]$	$E[pu]$	
$l[km]$	$x_l = x_1 l$	$x_l = x_1 l \left[1 - \frac{l^2}{6} x_1 b_1\right]$	x_e, for. (7)	x_e, for. (9)	x_e, for. (7)	x_e, for. (9)
100	0,1115	0,111	1,5615	1,561	1,87	1,88
200	0,223	0,221	1,673	1,671	1,725	1,735
300	0,335	0,328	1,785	1,778	1,565	1,62
500	0,557	0,529	2,007	1,979	1,48	1,505
1000	1,115	0,862	2,565	2,310	1,35	1,37

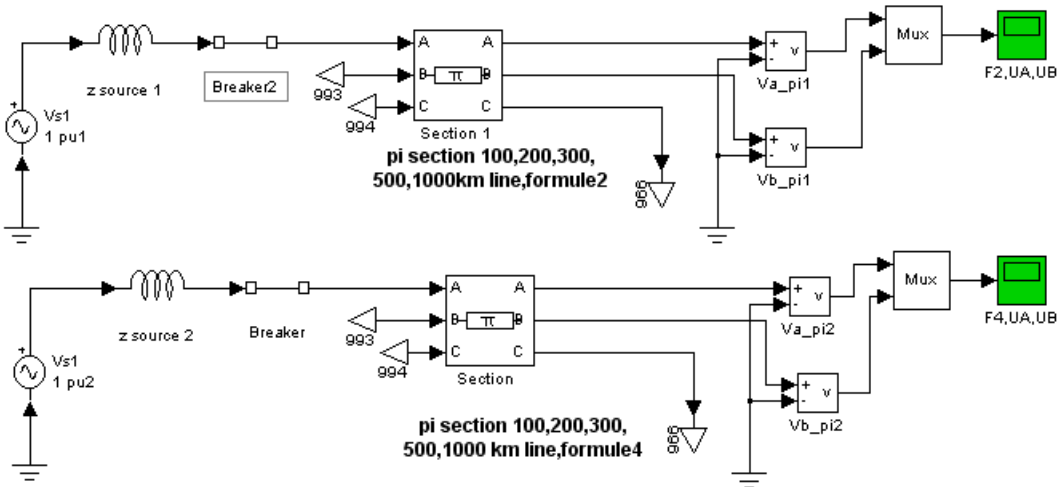
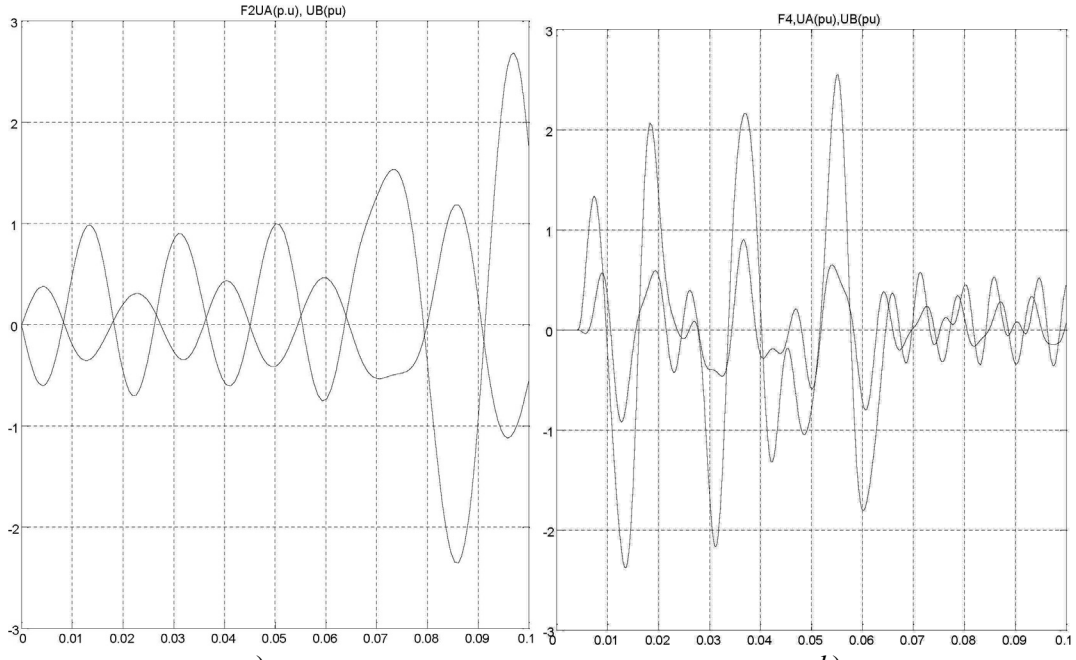


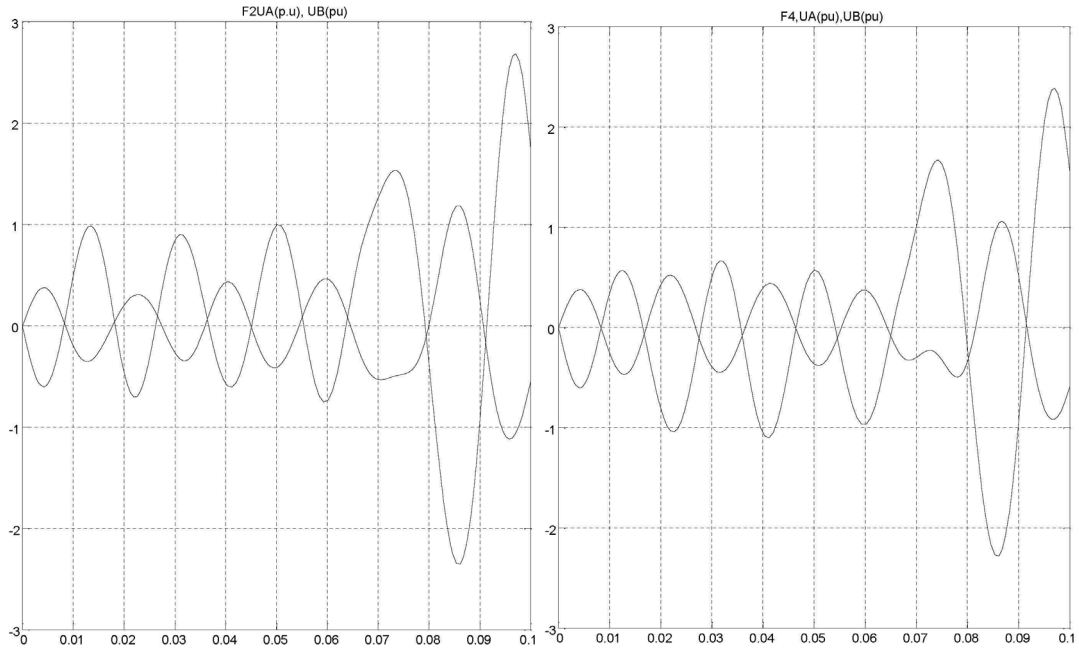
Fig. 2. *Simulation of operation process in MATLAB riphaselineBG program*

Fig. 3 and 4 show simulation diagrams of time flows of the voltages at the end of transmission lane 400(kV), in length of 100(km), made according to formulas (7, 9).



a) *b*)

Fig. 3. *Voltages time flows: a) voltages for transmission line 100(km), formula (7), b) voltages for transmission line 100(km), formula (9)*



a) *b*)

Fig. 4. *Voltage time flows: a) voltages for transmission line 500(km), formula (7), b) voltages for transmission line 100(km), formula (9)*

Based on diagrams on fig. 3 and 4 we can say that an increase of distance in transmission of electric power leads to a decrease of electromotive force of the generator E (pu), which means that ensuring static stability will be very difficult if there is no transverse inductive compensation that can only contribute to the growth of ems generators in order to maintain the nominal factor of the power $cos\varphi$.

CONCLUSION

In the case of equivalency of electric circuits of lines with distributed parameters and other elements with concentrated parameters (generators, transformers…), for the calculation of static stability the wave character of electromagnetic processes in transmission line must be taken into account, based on formula (7).

If quantity x_e, determined according to formula (7) for long lines l>500km is used for calculation of increased value of free element of characteristic equation obtained by linearizing of equation of electromechanical and electromagnetic processes in synchronous machine, excitation and regulator of excitation, i.e., equation of power value $a = P[pu] = a = \frac{EU}{x_e} cos\,\theta$. As the obtained diagrams show, in simulation for long lines the more accurate results are obtained if the values x_e determined according to formula (9) are used.

REFERENCES

[1] Computer Programming For Power Systems Analysts. www.vepi.hostse.com

[2] N. Marković, U. Jakšić, and S. Bjelić, "*Development of New Measuring Systems Based on Symmetric Components in Electric Networks*" Elektronika ir Elektrotechnika, 2015.

[3] N. Markovic, U. Jaksic, and S. Bjelic, "*Developement of Activ and Passive Methods for Acquisition Importan Electrical Values in Electrical Low Voltage Network's*", 2015.

[4] L. W. Match, and J. D. Morgan, "*Electro-magnetic and Electromechanical Machines*", Third Edition, Harper&Row Publishers, New York, 1986.

[5] Standards: IEC 60034-1., IEC 60947-4-1.

[6] P. C. Krause, Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, "*Analysis of Electric Machinery*", IEEE Press, 1995.

[7] А. И Вольдек, "*Электрические машины*", Ленинградское отделение, ``Энергия``, 1974.

[8] M. G. Say, "*Alternating Current Machines*", John Wiley&Sons, New York, 1983.
[9] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans, "*Electric Machinery*", Fifth Edition, McGraw-Hill Publishing Company, New York, 1990.
[10] G. E. Pospelov, and V. T. Fedin, "*Електрические системы и сети, проектирование*", Москва 1988, pp. 174–196, ``Вышэйшая школа``, ISBN 5-339-00015-X.
[11] MATLAB, Copyright 1984-2002, The Math Works, Version 6.5.0,180913a, June 2, 2000.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

QUANTIZATION OF TRANSFORMER TRANSIENT WAVEFORMS UNDER NO-LOAD CONDITIONS BY USING HIGUCHI'S METHOD

Cengiz Polat Uzunoğlu
Istanbul University, Electrical and Electronics Engineering Department, Turkey

Mustafa Karhan
Çankırı Karatekin University, Electronic Communication Tech. Prog., Turkey

Abstract

This paper presents a robust method to investigate transformer time series transient characteristics under no load conditions. As an extreme condition, no-load (or light load) is an undesired event which is constantly monitored to eliminate power system failure. In this study, a 220V/34.5kV test transformer is employed to record no-load voltage and current waveforms via high-speed oscilloscope. During the tests, the transients are analyzed by focusing on fist 0.08s of current and voltage waveforms, which is quite adequate approach. The recorded time series signals are computed by using Higuchi's fractal dimension (HFD) analysis, which is an efficient method to define fractal dimension (complexity) for specific time segments. According to HFD analysis the waveforms exhibit extremely (in terms of fractal dimension) distinctive HFD results for the signals in defined time durations.

Keywords: *Transients, Higuchi's fractal dimension, power transformer, transformer loss.*

INTRODUCTION

Transformers are key elements of power transmission and distribution in electrical networks owing to their unique transformation characteristics. The basic electrical tests are no-load and open-circuit tests in which transformers are observed according to their iron and copper losses [1]. Although no-load losses are relatively small compared with the regular operation, considering whole power system with enormous number of transformers an accurate analysis is required for no-load conditions [2]. No-load results reveal magnetizing inductance, which displays non-linear characteristics, and hence it is challenging task to analyze these phenomenon [3–6].

In this study a dry type 220V/34.5kV, 400VA, 50Hz test transformer is employed to observe voltage and current signals under no-load conditions. To analyze characteristics of test transformer, an open circuit (no load) test procedure is conducted where high voltage side is open circuit. During the tests, it is aimed to investigate initiation (first 0.08s) of the operation of the transformer under no-load condition. The current waveforms and voltage waveforms are recorded low voltage (LV) and high voltage (HV) side respectively. All the signals are collected and recorded via recorded by high-speed Fluke 199C scope meter.

All the recorded signals are analyzed according to their start-up characteristics. The tests have revealed that the test transformers tend to generate undesired harmonics, which are given by fast Fourier transform (FFT) [7]. FFT is an efficient method however, it is not capable of observing time series signal in a limited time segments.

In this study, a useful Higuchi's fractal dimension (HFD) method for time series self-affine signals is proposed to analyze current and voltage waveforms [8]. Fractal geometry and fractal dimension concepts are inspired from nature where fractals have similar subsets in every scale [8-9].

In HFD method, detection of spectral exponents of irregular (complex) time series signal is achieved by fractal dimension calculation. In literature, a number of applications are available where HFD method is employed [10-11]. The waveform transients are investigated for different time segments by using HFD method and distinctive results in terms of transformer no-load startup characteristics are obtained.

TEST SET-UP

The tests are conducted by using dry type 220V/34.5kV, 400VA and 50Hz test transformer. In addition, an autotransformer is employed to connect primary side (LV) of the test transformer with local network for protection and voltage limiting purposes. The test transformer and autotransformer are given in Fig. 1.

Fig. 1. *The test transformer and autotransformer.*

The test transformer is driven by 220V and 50Hz autotransformer, which satisfies isolation and protection of the test transformer from the local AC network. Block diagram of the proposed test set-up is given in Fig. 2.

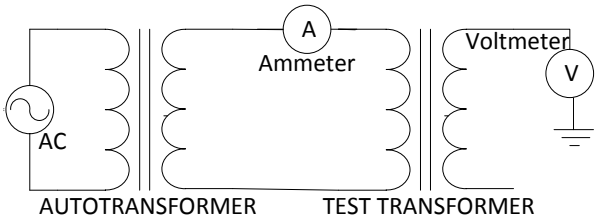


Fig. 2. *Block diagram of test set-up.*

Fluke 199C oscilloscope is used to obtain and record signals. The current signal is recorded from primary side via 1Ω resistor. For the secondary side, the voltage signal is collected by using Amprobe HV231-10A HV probe that operates as capacitive voltage divider (1000:1 division ratio).

HIGUCHI'S FRACTAL DIMENSION (HFD) ANALYSIS

HFD method is widely used especially in biomedical applications [10-11] since this method is capable of computing direct estimate of fractal dimension for time series signals [8]. Let *X(1), X(2)…X(N)* is a time series sequence (sampled signal). In our scenario, current and voltage signals are analyzed.

HFD concept basically is based on a computation of the different signal lengths of *L(k)*, of the curve which defines corresponding time series signal while employing the segment of *k* unit samples.

$$L(k) \approx k^{-D} \tag{1}$$

In Eq. (1) the exponent *D* is called fractal dimension of the time series signal, which represents the complexity of the curve of a given time series. According to fractal geometry the fractal dimension is one for a simple curve and two for a curve, which approximately scans whole figure (frankly between one and two). For a given time series sequence, new time series sequence X_k^m is obtained and in Eq. (2).

$$X_k^m = \left\{ x(m), x(m+k), x(m+2k), .. \right. \\ \left. .., x\left(m + \left\lfloor \frac{N-m}{k} \right\rfloor k\right) \right\} \tag{2}$$

Where *m=1,2,……k* , *N* is the total number of samples; *m* is the initial time and *k* is the interval time. The $\lfloor \ \rfloor$ function represents integer part of a given real number. The length of each curve ($L_m(k)$) is given by [8].

$$L_m(k) = \frac{1}{k}\left[\left(\sum_{i=1}^{\left\lfloor \frac{N-m}{k} \right\rfloor} \left| x(m+ik) - x\left(m+(i-1)k\right) \right| \right)\right] \alpha \tag{3}$$

$L_m(k)$ is not a Euclidean length since it indicates the normalized sum of absolute values of differences where ordinates k parameter (with initial point m) is used [8-10]. The normalization factor (α) is computed for the time series signal subsets, which is shown in Eq. (4).

$$\alpha = \frac{N-1}{\left\lfloor \frac{N-m}{k} \right\rfloor k} \tag{4}$$

The length of the curve for a specific time interval *k*, *L(k)*, is computed by using the mean values with the corresponding *k* values.

$$L(k) = \frac{1}{k}\sum_{m=1}^{k} L_m(k) \tag{5}$$

The fractal dimension value *D* is calculated by using a slope of the linear regression of a double logarithmic plot of *ln L(k)* against *ln1/k*. F1 and F2 functions are used to produce HFD plotting.

$$F_1 = \ln\left(L\left(k\right)\right), \quad F_2 = \ln\left(\frac{1}{k}\right) \tag{6}$$

The fractal dimension of current voltage waveforms varies between 1 and 2 where highly spiky(fluctuated) discharges may be represented by fractal dimension between 1.6 and 1.8, however a linear line tends to compute fractal dimension about 1 [11].

RESULTS AND DISCUSSION

During the tests, the initiation of test transformer is fulfilled and corresponding initiation signals are recorded via oscilloscope where 2.5G sample per second sampling rate is satisfied. Under no-load conditions, the current signal of the test transformer is given in Fig. 3.

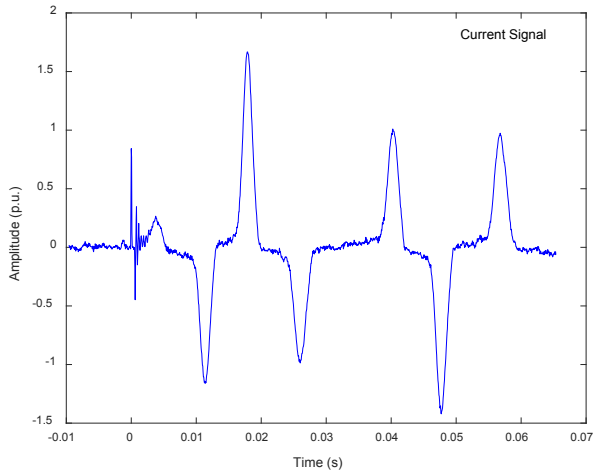


Fig. 3. *The current signal of test transformer.*

To investigate transients, the first 0.08 seconds of the current signal is supplied. Accelerated fluctuations are observed around 0 second. The corresponding voltage signal for the test transformer is shown in Fig. 4. In order to analyze signal harmonics, the fast Fourier transform (FFT) spectrums are obtained.

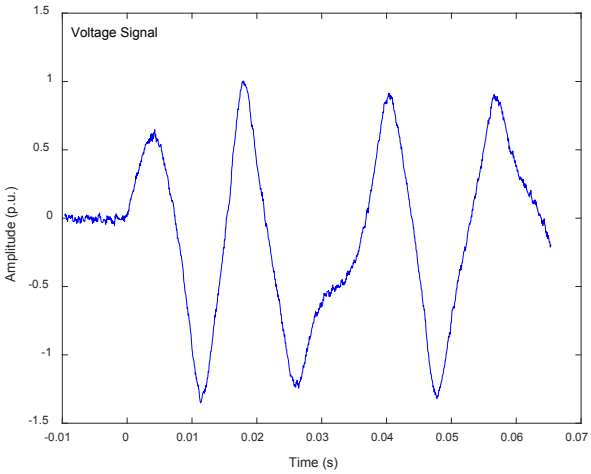


Fig. 4. *The voltage signal of test transformer.*

The frequency spectrums of current and voltage signals are given in Fig. 5. The frequency spectrums have revealed that current signal have wider range harmonics in contrast to voltage signal harmonics.

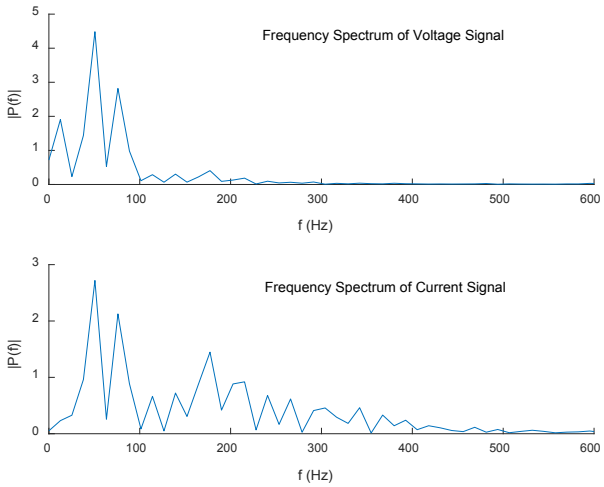


Fig. 5. *The frequency spectrums of current and voltage signals.*

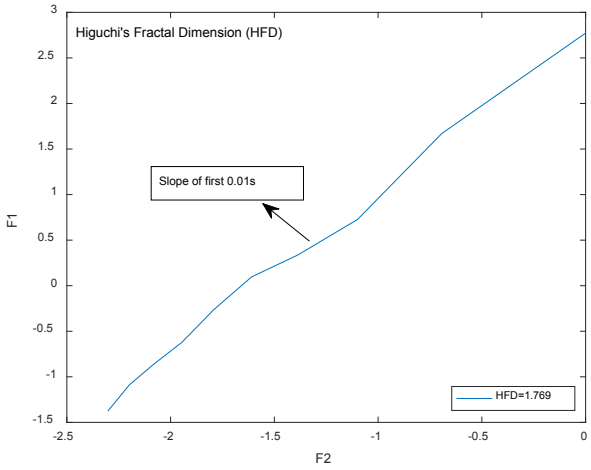


Fig. 6. *HFD computation of current signal for the first 0.01s after initiation.*

As mentioned before the current reading have been collected from primary (LV) side, which is related with losses (leakage currents). To analyze voltage readings of high voltage side, a high voltage probe is needed. Besides, in real time applications it is quite challenging task to investigate high voltage readings. For this purpose, primary side (LV) current signals are analyzed by HFD method for realistic analysis.

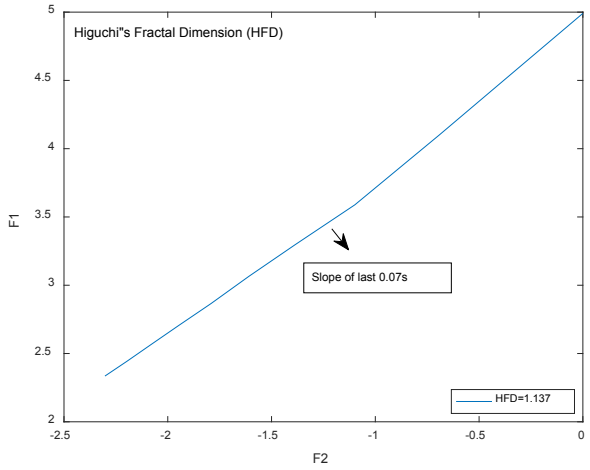


Fig. 7. *HFD computation for the last 0.07s of the recorded current signal.*

To estimate no-load condition initiation, the first 0.01s of current signal is analyzed by HFD method and corresponding dimension (D=1.769) computation is given in Fig. 6. After settlement, the signal exhibits more stable characteristics. The last 0.07s of the current signal is analyzed by HFD method (D=1.137) and shown in Fig. 7.

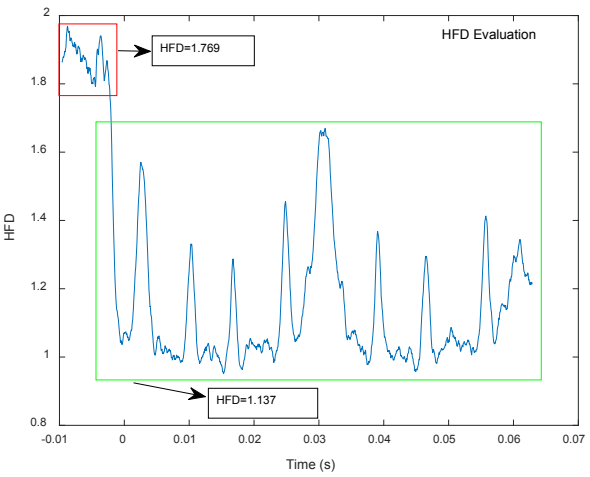


Fig. 8. *Time depended HFD evolution of current signal.*

The HFD evaluation of current signal is shown in Fig. 8, in which time depended fractal dimension is computed.

CONCLUSION

Safe and proper operation of a power network should be satisfied by using real time surveillance against system failure. In this study, a special scenario, which contains no-load conditions of transformers, is investigated. During this operation mode, undesired transients such as voltage and current fluctuations are observed. A tests transformer is employed for no-load tests and corresponding signals are obtained. In order to examine complex signal characteristics of transformer signals, HFD analysis is conducted efficiently. Fractal dimensions are quite distinctive for specific time segments and may reveal no-load condition initiation by using current signal of transformers. Online detection of transformer current by using proposed technique may accelerate system response.

REFERENCE

[1] The J&P Transformer Book, in: M.J. Heathcote (Ed.), 13th ed., Newnes, Burlington, MA, (2007): 42–43.

[2] Ismail, Daut, et al. "The effects of harmonic components on transformer losses of sinusoidal source supplying non-linear loads." American Journal of Applied Sciences 3.12 (2006): 2131-2133.

[3] Chiesa, Nicola, and Hans Kristian Hoidalen. "Analytical algorithm for the calculation of magnetization and loss curves of delta-connected transformers." IEEE Transactions on Power Delivery 25.3 (2010): 1620-1628.

[4] Taci, M. Salih, M. Hadi Sarul, and G. Yildirmaz. "The effects of the harmonic components upon transformer active losses in case of (non) sinusoidal sources and (non) linear loads." Proc. of IEEE Int. Conf. Vol. 1. 2000.

[5] Arslan, E., S. Sakar, and Murat E. Balci. "On the no-load loss of power transformers under voltages with sub-harmonics." ENERGYCON, IEEE International, 2014.

[6] Ramamurthy, Jayanth R., et al. "Influence of voltage harmonics on transformer no-load loss measurements and calculation of magnetization

curves." Electric Power Systems Research 146 (2017): 43-50.
[7] Liu, Yanli, et al. "Power system harmonic analysis based on windowed FFT and wavelet transform." Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Tec., 2011.
[8] Higuchi, Tomoyuki. "Approach to an irregular time series on the basis of the fractal theory." Physica D: Nonlinear Phenomena 31.2 (1988): 277-283.
[9] Vega, Christian Flores, and Julien Noel. "Parameters analyzed of Higuchi's fractal dimension for EEG brain signals." SPSympo, 2015. IEEE, 2015.
[10] Kesić, Srdjan, and Sladjana Z. Spasić. "Application of Higuchi's fractal dimension from basic to clinical neurophysiology: A review." Computer methods and programs in biomedicine 133 (2016): 55-70.
[11] Gómez, Carlos, et al. "Use of the Higuchi's fractal dimension for the analysis of MEG recordings from Alzheimer's disease patients." Medical engineering & physics 31.3 (2009): 306-313.

SEGMENTATION OF VENTED WATER TREES IN MICROSCOPIC IMAGES USING IMAGE PROCESSING TECHNIQUES

Mustafa KARHAN[1,2], Cengiz Polat UZUNUOĞLU[2], Fatih ISSI[1], Mukden UĞUR[2]
Electronics and Automation Department, Cankiri Karatekin University[1]
Department of Electrical and Electronics Engineering, Istanbul University[2]

Abstract
In this study, vented water trees in XLPE samples were initiated and grown in laboratory environment. After aging, vented type water treeing images were obtained by using light microscope. An image segmentation based on morphological image processing and color image processing has been applied to clean dye residues and/or other spots and insignificant regions in the image. Component analysis was performed for RGB and HSV color spaces of images before morphological image processing. Appropriate components were selected to recognize the areas with the vented water treeing. Thresholding has been applied for selected components. Finally, thresholded images were segmented using morphological image processing.

Keywords: Vented water treeing, image segmentation, morphological image processing, color image processing, microscope image

1. INTRODUCTION

XLPE (crosslinked polyethylene) cables, which play active role in power transmission and distribution, are tested in terms of quality of insulation. Thus, it would be quite beneficial to review and analyze the parameters, which cause degradation of the cable insulation. Qualities of polymeric insulators, which are used in the transmission and distribution may vary [1], [2]. In this study, XLPE (cross-linked polyethylene) was chosen as polymeric insulator. XLPE is widely used in power transmission and distribution [3], which is made by crosslinking polyethylene molecules. It has good dielectric, chemical and physical properties, therefore it is preferred for medium and high voltage applications as insulator of cable [4], [5]. Crosslinking usually is obtained adding a catalyst. There are many ways of crosslinking, however dicumyl peroxide curing agent is generally used [6]–[9]. The behaviors of polymeric insulators against the applied AC signal amplitude, frequency and experimental environment parameters can be analyzed in the aging tests. XLPE insulated single core medium voltage cable is shown in Fig.1. Insulator sample taken from XLPE insulated single core medium voltage cable shown in Fig.2.

Fig. 1. *XLPE insulated single core medium voltage cable*

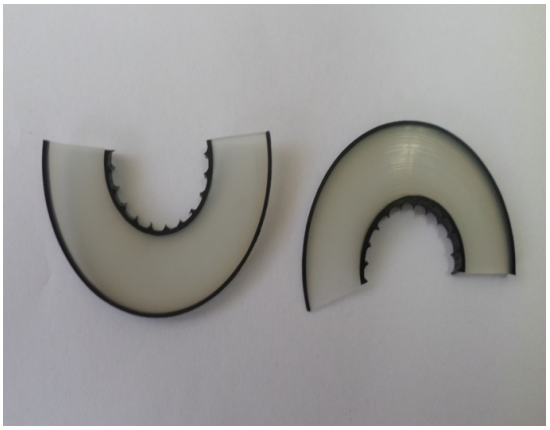


Fig. 2. *Image of insulator sample taken from XLPE insulated single core medium voltage cable*

2. WATER TREEING

Water treeing plays an active role in medium and high voltage XLPE cables throughout their service life [10]. Water treeing is a dominant phenomenon, which occurs as an early failure in the underground XLPE distribution cables. Water trees vary from a few microns to 1 mm and they usually have a branched, widespread and hydrophilic structure. Water trees are observed under electric field. Water treeing can lead to electrical treeing and hence insulator degradation after a certain time [11]. There are two types of water treeing, either bow-tie or vented type. Bow tie water treeing occurs in the insulator, however vented water treeing occurs inner and/or outer conductor's screen of cable and it spreads towards the conductor. Bow tie and vented type water treeing images are shown in Fig.3. and Fig.5. respectively. Factors affecting the initiation and growth of the water treeing can be listed as follows;

- Electric field
- Frequency
- Temperature
- Relative humidity
- Ionic content
- Polymer morphology
- Mechanical pressure
- Additives, contaminants, and treeing retardants [4], [6]–[8], [12], [13].

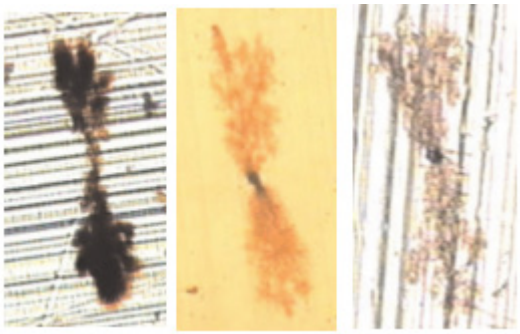


Fig. 3. *Bow-tie water tree* [14]

2.1. WATER TREE TEST AND OBSERVATION

Water treeing tests were performed in the laboratory environment. Polyamide reservoir is filled with ionic solution and aluminum electrodes, which are connected to high voltage output terminals of transformer, together with insulator samples, taken from XLPE insulated single core cable, are placed on it. The prepared test setups used to initiate and grow the water trees in laboratory conditions are generally similar. The parameters such as length and number of water needles on XLPE, LDPE (Low Density Polyethylene) samples can vary. The material of the electrodes may vary as well. In some studies, Pt, Cu, Fe and Pb electrodes were used. [6]–[8]. Salted water is generally used as a solution in water treeing test, however at the same time different ionic solutions (Na_2SO_4, $CuSO_4$, $FeSO_4$, K_2SO_4, KBr, $CuSO_4$, $Cu(NO_3)_2$, $CuCl_2$, $AgNO_3$) may also be used. The lengths and widths of water trees are observed and analyzed for different ionic solutions. [4], [12], [15], [16].

In this study, 1M NaCl solution was prepared to age XLPE samples. The pH level of solution is 6,21 and conductivity of solution is measured as 84,2 mS/cm. Ultrapure water Milli Q was used in NaCl solution. Water treeing test setup is shown in Fig.4. The duration of the experiment is set as 24 hours, applied voltage and frequency levels are selected as 24 kV_{PP}, and 3 kHz respectively.

100µm thick slices were taken from aged XLPE samples and dyed with methylen blue [17]. Water treeing images (Fig. 5.) were taken from dyed slices by Olympus CX41 light microscope.

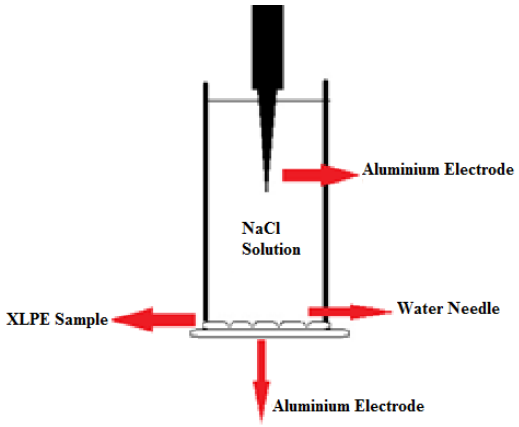


Fig. 4. *Water treeing test setup*

- Aging Duration: 24 hours
- Applied voltage and frequency: 24 kV_{pp} – 3 kHz
- Relative Humidity: % 43 RH
- Environment Temperature: 22.5°C
- Pressure: 929,93 hPa

- Solution type, molarity, conductivity: NaCl, 1 M- 84,2 mS/cm

Fig. 5. *Microscope images of vented water trees (1M, 24 kV$_{PP}$, 3 kHz, 24 hours, 84.2 mS/cm)*

2.2. OBSERVATION OF WATER TREES

3. IMAGE PROCESSING

In the image processing section, images of vented water trees taken using a light microscope were separated into RGB and HSV color space components. The most suitable components were selected for segmentation in both color spaces. Both the Hue and Green component (selected components) of the image were filtered using the median filter. Enhanced images were thresholded and then converted to binary images. Thresholded images were segmented using morphological image processing. In morphological image processing method, erosion, dilation and opening stages were applied. The steps of segmentation of vented water trees are shown Fig. 6.

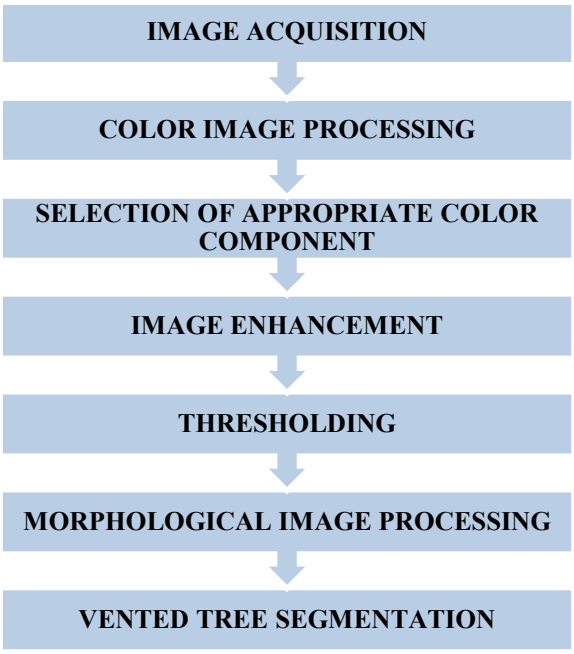


Fig. 6. *The steps of segmentation of vented water trees.*

3.1. COLOR IMAGE PROCESSING

The use of colors in image processing has the ability to provide effective information about the image. Color image processing is divided into full color and pseudo color image processing. Full color image processing is about images obtained with full color sensors. Pseudo color image processing is about color assignment to intensity variations [18], [19].
In color image processing, color information and color space are the most basic issues that need to be known. The fact that the human eye can distinguish thousands of colors and the important role of color in object recognition has led to the use of color image processing. [19]

3.1.1. RGB Color Space

The RGB color space is a color space that takes its name from the initials of the words 'Red', 'Green', and 'Blue'. The RGB color space is designed to define colors within a unit cube by means of a The RGB color space is designed to define colors within a unit cube by means of a combined color mixing method (Fig. 7.). Three basic colors (red (R), green (G), blue (B)) can be mixed. The other colors are obtained from a mixture of these three basic colors. RGB color space is used in computer monitors, scanners, televisions, etc. [20], [21], [22].

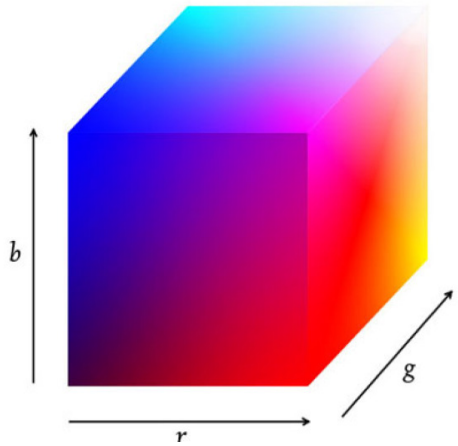


Fig. 7. *RGB color space*

3.1.2. HSV Color Space

The HSV color space is a color space that takes its name from the initials of the words 'Hue', 'Saturation' and 'Value'. The HSV color

space allows for easier color selection. It is ideal when the colors need to be shown manually and users need to see their colors and choose. The HSV color space is used to adjust the color intensity or color intensity as the dynamic range is wide in terms of color saturation [22], [23]. HSV color space in hexagonal funnel form is shown Fig. 8.

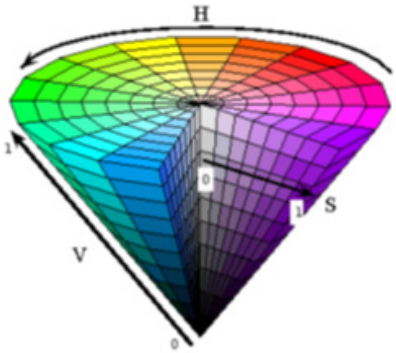


Fig. 8. *HSV color space*

Conversion of RGB - HSV color space (Equation 1. and Table 1.) are shown below.

$$h = \begin{cases} 0 \text{ , if max=min} \\ \left(60° \times \frac{g-b}{max-min} + 360°\right) \bmod 360° \text{ , if max = r} \\ 60° \times \frac{b-r}{max-min} + 120° \text{ , if max = g} \\ 60° \times \frac{r-g}{max-min} + 240° \text{ , if max = b} \end{cases}$$

$$s = \begin{cases} 0 \text{ , if max=0} \\ \frac{max-min}{max} = 1 - \frac{min}{max} \text{ , otherwise} \end{cases}$$

$$v = max$$

Table 1. *Conversion of RGB - HSV color space*

RGB	HSV	RESULT
(1, 0, 0)	(0°, 1, 1)	
(0.5, 1, 0.5)	(120°, 0.5, 1)	
(0, 0, 0.5)	(240°, 1, 0.5)	

3.2. MORPHOLOGICAL IMAGE PROCESSING

The branch of biology, which deals with the shapes and structures of living things, is called morphology. Mathematical morphology is a necessary tool based on basic set operations for extracting image components that are useful in representation and description. In image processing, it is often used as pre- or post-processing, such as morphological filtering, thinning, pruning [18].

3.2.1. Erosion

It is the basic morphological operator for shrinking or thinning an object in a binary image. Erosion operation is given in Equation 2 and 3. [18].

$$A \ominus B = \{z|(B)_z \subseteq A\} \quad (2)$$

$$A \ominus B = \{z|(B)_z \cap A^c = \emptyset\} \quad (3)$$

3.2.2. Dilation

It is the basic morphological operator for expanding or thickening an object in a binary image. Dilation operation is given in Equation 4 and 5. [18].

(1) $$\oplus B = \left\{z\middle|\left(\hat{B}\right)_z \cap A \neq \emptyset\right\} \quad (4)$$

$$A \oplus B = \left\{z\middle|\left[\left(\hat{B}\right)_z \cap A\right] \subseteq A\right\} \quad (5)$$

3.2.3. Opening

The opening operation is to apply erosion operation and dilation operation to the image successively. Opening operation is given in Equation 6. [18].

$$A \circ B = (A \ominus B) \oplus B \quad (6)$$

Original image, dilated image, eroded image and opened image are shown in Fig.9, Fig.10, Fig. 11, and Fig.12 respectively.

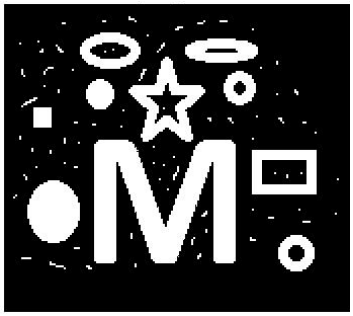


Fig. 8. *Original Image*

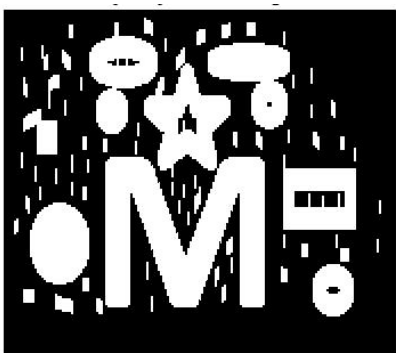


Fig. 9. *Dilated image*

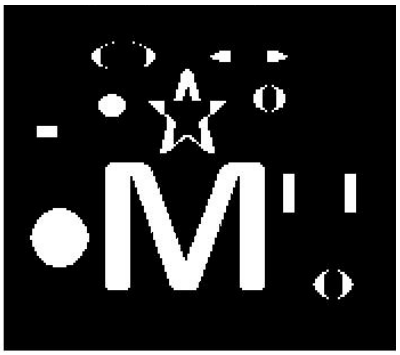


Fig. 10. *Eroded image*

Fig. 11. *Opened image*

3.3. IMAGE SEGMENTATION RESULTS

Microscope images of vented type water trees (1M, 24 kV_{PP}, 3 kHz, 24 hours, 84.2 mS/cm) are shown in Fig.13. and Fig. 17.

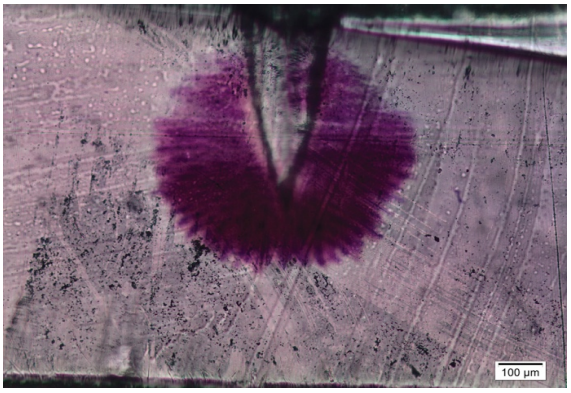


Fig. 12. *Microscope image of vented type water tree (1M, 24 kV_{PP}, 3 kHz, 24 hours, 84.2 mS/cm)*

Segmented images of vented type water trees are shown in Fig.14. and Fig.16.

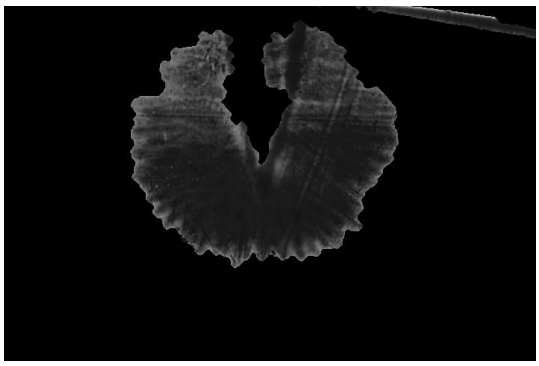


Fig. 13. *Segmented image*

Plotted boundaries images are shown in Fig.15. and Fig.18.

Fig. 14. *Plotted boundaries and segmented image*

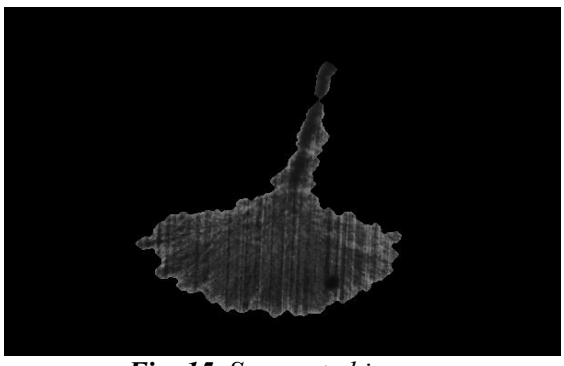


Fig. 15. *Segmented image*

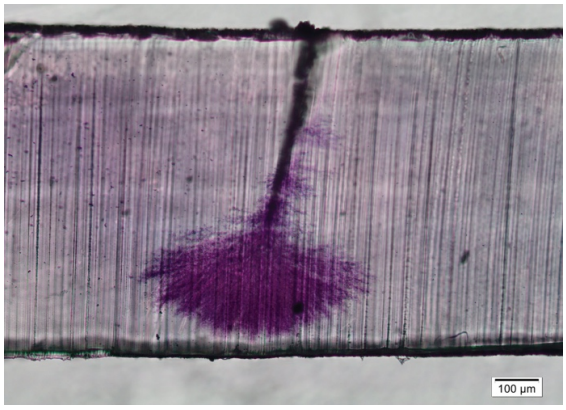


Fig. 16. *Microscope image of vented type water tree (1M, 24 kV_{PP}, 3 kHz, 24 hours, 84.2 mS/cm)*

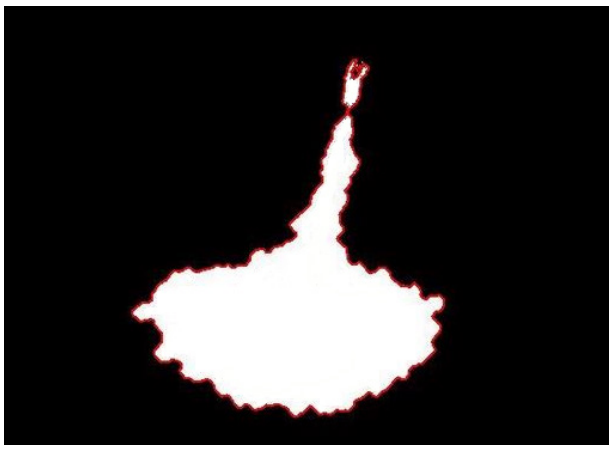


Fig. 17. *Plotted boundaries and segmented image*

4. CONCLUSIONS AND FUTURE SCOPES

In this study, vented type water trees were initiated and grown in laboratory conditions. Vented type tree segmentation based on morphological image processing was performed. Morphological image processing techniques were used for cleaning spots and insignificant regions of microscopic images of vented type water trees observed due to dye residues. This work will provide clear images in order to obtain highly accurate results in smart diagnostic systems based on image processing.

ACKNOWLEDGEMENTS

M. Karhan acknowledges TUBITAK BIDEB (2211-C) for National Ph.D. Scholarship.

REFERENCE

[1] T. Tanaka, "Aging of Polymeric and Composite Insulating Materials," vol. 9, no. 5, 2002.

[2] C. Mayoux, "Aging of Polymeric Insulating Materials in Power Cables," vol. 4, no. 6, 1997.

[3] N. H. Malik, M. I. Qureshi, and M. N. Saati, "Performance of Water Tight Cables Produced in Saudi Arabia Under Accelerated Aging," no. Cv, pp. 490–497, 2012.

[4] T. Boonraksa and B. Marungsri, "Role of Ionic Solutions Affect Water Treeing Propagation in XLPE I nsulation for High Voltage," vol. 8, no. 5, pp. 776–779, 2014.

[5] M. Karhan and M. Uğur, "Analysis of Effect of Air Cavities and Humidity on Electric Field and Potential Disribution in XLPE Insulated Single- Core Medium Voltage Cables Using Finite Element Method," 2015, no. November.

[6] M.C. Lanca, "Electrical Ageing Studies of Polymeric Insulation for Power Cables (Estudo Do Envelhecimento Electrico Do Isolante Polimerico De Cabos Electricos)," 2002.

[7] E. F. Steennis and F. H. Kreuger, "Water treeing in polyethylene cables," IEEE Trans. Electr. Insul., vol. 25, no. 5, pp. 989–1028, 1990.

[8] E. F. Steennis, "the behaviour of water trees in extruded cable insulation."

[9] F. Ciuprina, G. Teissèdre, J. C. Filippini, A. Smedberg, A. Campus, and N. Hampton, "Chemical crosslinking of polyethylene and its effect on water tree initiation and propagation," IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul., vol. 17, no. 3, pp. 709–715, 2010.

[10] S. L. Nunes and M. T. Shaw, "Water Treeing in Polyethylene - A Review of Mechanisms," no. 6, 1980.

[11] R. Patsch, "Electrical and Water Treeing," vol. 27, no. 3, pp. 532–542, 1992.

[12] A. A. Al-Arainy, A. A. Ahaideb, M. I. Qureshi, and N. H. Malik, "Statistical evaluation of water tree lengths in XLPE cables at different temperatures," IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul., vol. 11, no. 6, pp. 995–1006, 2004.

[13] C. N. Sanniyati, Y. Z. Arief, Z. Adzis, N. A. Muhamad, M. H. Ahmad, M. Abu, B. Sidika, and K. Y. Lau, "Water Tree in Polymeric Cables: A Review," 2016.

[14] M. Ahmed, M. A. Al-Ohali, M. A. Garwan, K. Y. Soufi, Z. M. Hamouz, "How Good are Electrical Diagnostic Tests to Predict Water Trees In HV Cables–An Evaluation Using Optical Microscopy." *Journal of Electrical Engineering*, *56*(1-2), 31-35, 2005.

[15] J. C. Filippini and J. Y. Koo, "Effect of Physico-Chemical Factors on the Propagation of Water Trees in Polyethylene," IEEE Trans. Electr. Insul., vol. EI-19, no. 3, pp. 217–219, 1984.

[16] N. H. Malik, M. I. Qureshi, and S. Arabia, "the Role of Cations in Water Tree Growth in Technical Grade Xlpe Insulated Cables," pp. 0–3, 2006.

[17] M. T. Shaw and S. H. Shaw, "Treeing in Solid Dielectrics," No. 5, 1984.

[18] R. C. Gonzalez, R. E. Woods, S. L. Eddins, "*Digital Image Processing Using MATLAB"*, Person Prentice Hall, Lexington, ISBN 978-0-9820854-0-0 , 2004.

[19] http://www.ece.mcmaster.ca/~xwu/Outline4TN4.htm).
[20] İ. Yılmaz. "Renk Sistemleri, renk uzayları ve dönüşümler," Selçuk Üniversitesi Jeodezi ve Fotogrametri Mühendisliği Öğretiminde 30. Yıl Sempozyumu, Konya, 2002.
[21] R. Doğan, "Video Görüntülerinde Renk ve Hareket Özelliklerinden Yangın Tespiti," Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 2009.
[22] D. Taşkın, "Sıkıştırılmış Video Akımının Düzensiz Haritalar ve Başlangıç Kodlarına Dayalı Şifrelenmesi," Trakya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora Tezi, Edirne, 2007.
[23] K. Jack, "Video Demystified, LLH Technology Publishing," 1995.

MODELING OF POWER CONVERTERS IN MICROGRIDS

Hristiyan Kanchev
Technical University of Sofia, Faculty of Electronic Engineering and Technologies, Department of Power Electronics, 1000 Sofia, 8 blvd. St. Kliment Ohridski

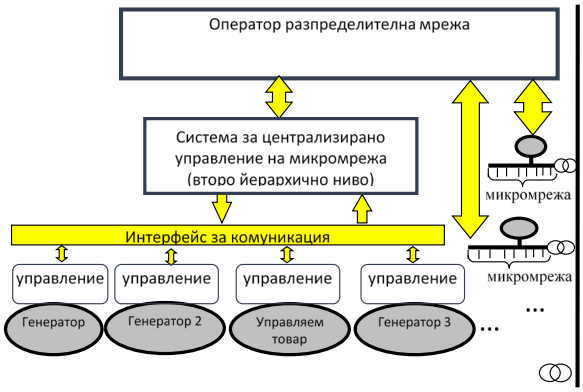
Abstract

This paper presents the modeling of a microturbine-based system for distributed connected to a three-phase low voltage grid. The developed mathematical model includes a primary mover coupled to the shaft of a permanent magnet synchronous generator with a rated power of 30 kVA. The electronic conversion system consists of a three-phase PWM rectifier and a grid-connected inverter. The undesirable harmonic content is filtered by and LCL filter. The presented model is implemented in Matlab/Simulink environment. Simulation results confirm the correct operation of the model and the power converters control system. The developed model can be used as a building block in larger models including multiple types of generators, energy storage devices and loads.

Keywords: microgrids, modeling, distributed generation, conversion, electrical energy.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Децентрализираното производство на електроенергия (наричано още разпреде-лено/разпръснато производство на електро-енергия) представлява генерирането на електричество в инсталации с относително малка мощност, свързани към разпредели-телната мрежа (и по-рядко към преносната мрежа на средно напрежение). Често тези микро- и наномрежи представляват хибрид-ни структури съдържащи възобновяеми из-точници на енергия, средства за нейното съхранение, както и конвенционални гене-ратори, използващи като първичен източ-ник двигател с вътрешно горене или газова турбина с малка мощност (миктурбина). В концепцията за интелигентната мрежа (т.нар Smart Grid) (фиг. 1) децентрализира-ното производство и потреблението се управляват на локално ниво от контролера на всяка микромрежа, който координира ге-нераторите, средствата за запасяване на енергия и товарите. Микромрежите могат да работят автономно или свързани към разпределителната мрежа. По този начин всяко локално групиране на децентрализи-рани генератори и товари може да се раз-глежда от операторите на разпределителна-та и преносната мрежа като една цялост, която може да бъде консуматор или произ-водител на електроенергия в различни мо-менти.



***Фиг. 1**. Децентрализирано производство на електроенергия в микромрежи*

По този начин прогнозирането на нато-варването на мрежите, диспечирането и ко-ординираните действия на останалите участници в Електроенергийната система (ЕЕС) могат да бъдат оптимизирани, което би довело до оптимална работа и на цялата система [1]-[5].

В доклада е представено моделиране в среда Matlab/Simulink на газова микротур-бина, свързана към трифазна мрежа ниско напрежение (НН). Моделът на преобразува-телната система съдържа първичен източ-ник, куплиран директно към вала на син-хронна машина с постоянни магнити с

номинална мощност 30kVA. Котвените токовете и е.д.н. на генератора са с променяща се във времето честота (до 1600Hz), поради което връзката на генератора с мрежата се осъществява чрез система от трифазни изправител и инвертор (т.нар топология “back to back”) и филтър (фиг. 2). Проведени са симулации с променлива във времето мощност, подавана от първичния двигател към генератора. Системата за управление следи обменяната между отделните звена мощност и изработва съответните задания за токове и напрежения така че наличната мощност на първичния двигател да бъде отдавана като активна мощност в мрежата. Заданията за токовете отдавани в мрежата се свеждат до регулиране коефициентите на запълване на електронните ключове в преобразувателите. Резултатите от симулациите потвърждават коректната работа на моделите и системата за управление на преобразувателите в тях. Разработеният модел на генератор, свързан към мрежа може да послужи като градивна част в модел на по-голяма система, включваща определен брой генератори, средства за съхранение на енергия и товари.

КОГЕНЕРАЦИЯ ЧРЕЗ ГАЗОВИ МИКРОТУРБИНИ

Генератори на електроенергия, задвижвани от газова турбина с малка мощност се използват все по-често за автономно захранване на отдалечени места, както и за децентрализирано производство на електроенергия и когенерация (комбинирано производство на електрическа и топлинна енергия). За гориво се използва най-често пропан-бутан или метан [3]-[5]. Принципът на работа е следният: входящият въздух се сгъстява в радиален центробежен компресор, смесва се с горивото и изгаря в горивната камера (фиг. 2). Създадената от изгарящата гориво-въздушна смес механична сила задвижва радиална турбина, намираща се на общ вал с компресора за входящия въздух. Електрическият генератор също е куплиран на общия вал на турбината и компресора. В зависимост от модела и номиналната мощност, газовата микротурбина и електрическият генератор имат номинална скорост на въртене от 60 000 до 120 000 оборота в минута [5]. Генераторът е синхронна машина с постоянни магнити. Котвените токове и е.д.н. се изправят и посредством междинен постояннотоков кръг и инвертор мощността се отдава в мрежата. Връзката с мрежата е осъществена посредством LCL филтър, който филтрира нежелания хармоничен състав.

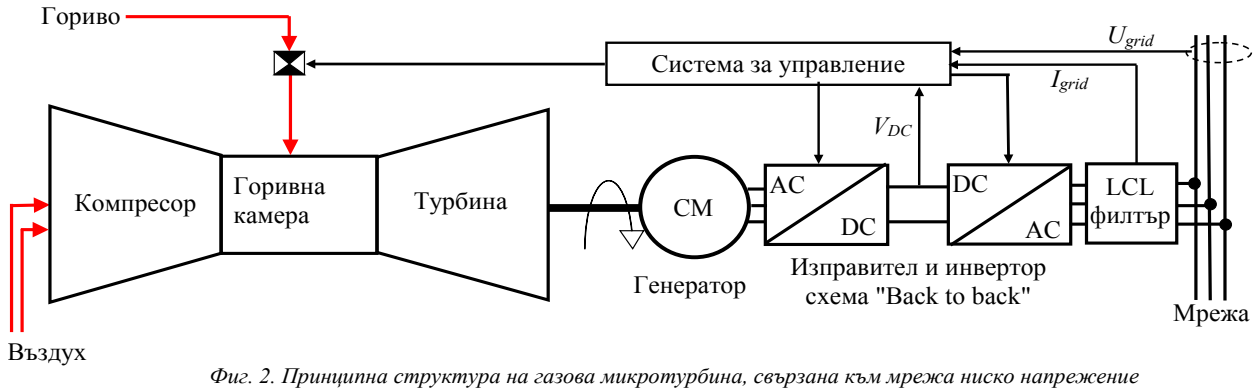
МЕХАНИЧНА ЧАСТ НА МОДЕЛА

За моделиране на механичната част е използван едномасов модел на механичната система с инерция приведена към общия вал (респективно ротора на мащината). Така уравненията на модела придобиват вида [5]:

$$\frac{d\Omega_{rot}}{dt} = \frac{1}{J} C_{rotor} \quad (1)$$

$$C_{rot} = C_{tur} - C_{em} - C_m \quad (2)$$

$$C_m = f_m . \Omega_{rotor} \quad (3)$$



Фиг. 2. Принципна структура на газова микротурбина, свързана към мрежа ниско напрежение

Където J е приведения към ротора инерчен момент, въртящия момент на ротора е C_{rotor}, въртящия момент на първичния източник е C_{tur}, а C_{em} е електромагнитния момент на машината. Загубите от механично триене са моделирани чрез съпротивител-

ния момент на механично триене C_m, който е линейна функция на коефициента на механично триене f_m.

Входна величина на модела е мощността на първичния двигател P_{prim} с въртящ момент C_{tur}:

$$P_{prim} = C_{tur} . \Omega_{rotor} \quad (4)$$

МОДЕЛИРАНЕ НА ГЕНЕРАТОРА

Генераторът е двуполюсна двуполюсна синхронна машина с постоянни магнити с номинална мощност 30kVA. Моделът е представен във въртяща се със синхронна честота координатна система се описва от следните уравнения:

$i_{gen_abc}=[i_{gen_a},i_{gen_b},i_{gen_c}]^T$ е векторът съставен от моментните стойности на котвените токове, а $u_{gen_abc}=[u_{gen_a},u_{gen_b},u_{gen_c}]^T$ на напреженията.

Чрез трансформация на Парк трифазната система токове и напрежения се редуцира до двуфазна, описана чрез стационарни вектори във въртяща се с ъгловата скорост на ротора координатна система *d-q* [3], [5].

$$i_{gen_abc} = P_{park}^{-1} . i_{gen_dq} \quad (5)$$

$$u_{gen_dq} = P_{park} . u_{gen_dq} \quad (6)$$

Където P_{park} и P^{-1}_{park} са матриците съответно на правата и обратна трансформации на Парк, $i_{gen_dq}=[i_{gen_d},i_{gen_q}]$ е векторът описващ моментните стойности на токовете по оси *d* и *q*, а $u_{gen_dq}=[u_{gen_d},u_{gen_q}]$ е векторът описващ моментните стойности на напреженията.

Така уравненията описващи котвените токове придобиват вида:

$$\frac{di_{gen_d}}{dt} = \frac{1}{L_{s_d}}(u_{gen_d} - R_s . i_{gen_d} - e_{sm_d}) \quad (7)$$

$$\frac{di_{gen_q}}{dt} = \frac{1}{L_{s_q}}(u_{gen_q} - R_s . i_{gen_q} - e_{sm_q}) \quad (8)$$

Където L_{s_d} и L_{s_q} са еквивалентните индуктивности на котвените намотки по осите *d* и *q*, *Rs* еквивалентното активно съпротивление на котвените намотки, а e_{sm_d} и e_{sm_q} еквивалентните електродвижещи напрежения.

Електромеханичното преобразуване се моделира чрез уравненията:

$$e_{gen_d} = -p . L_{sq} . \Omega_{gen} . i_{gen_q} \quad (9)$$

$$e_{gen_q} = p . \Phi_m \Omega_{gen} + p . L_{sq} . \Omega_{gen} . i_{gen_d} \quad (10)$$

$$\frac{di_{gen_q}}{dt} = \frac{1}{L_{s_q}}(u_{gen_q} - R_s . i_{gen_q} - e_{sm_q}) \quad (11)$$

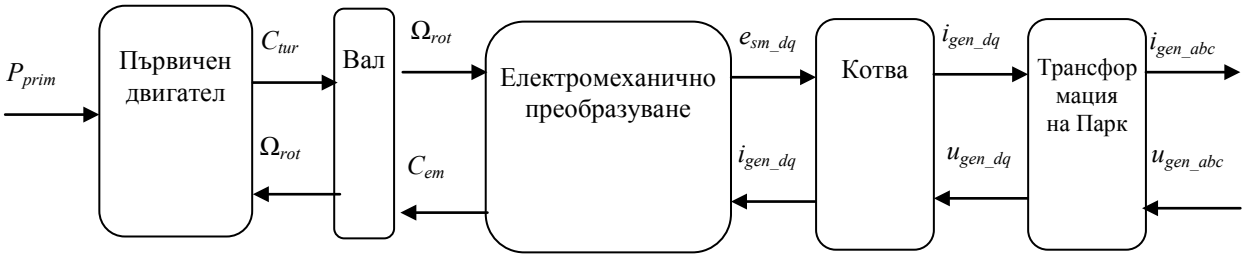
Където p е броят двойки полюси, Φ_m е роторния магнитен поток. Електромагнитния момент на машината се изразява чрез:

$$C_{em} = p . \Phi_m . i_{gen_q} + (L_{sd} - L_{sq}) . p . i_{gen_d} . i_{gen_q} \quad (12)$$

Описан чрез горните уравнения, модела на преобразуване от мощността на първичния източник до котвените напрежения и токове на синхронния генератор е представен на фиг. 3.

МОДЕЛИРАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИТЕ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ

Котвените токове и напрежения на генератора се изправят посредством изправител с ШИМ и се отдават в мрежата от трифазен инвертор през LCL филтър. Тази топология е известна още като “back to back”.



Фиг. 3. *Модел на преобразуване на енергията от първичния двигател до котвените токове и напрежения на синхронния генератор*

Моделирането е извършено чрез осреднен във времето модел на системата от силови електронни преобразуватели (фиг. 4). Изправителя е моделиран като два зависими източника на напрежение u_{m13} и u_{m23} и един зависим източник на ток i_{dc_1} свързани чрез функционалните зависимости m_1 и m_2:

$$u_{m13} = m_1 u_{dc} \quad (13)$$

$$u_{m23} = m_2 u_{dc} \quad (14)$$

$$i_{dc_1} = m_1.i_{gen_a} + m_2.i_{gen_b} \quad (15)$$

Фазните напрежения се изразяват чрез:

$$u_{gen_a} = \frac{2}{3}u_{m13} - \frac{1}{3}u_{m23} \quad (16)$$

$$u_{gen_b} = -\frac{1}{3}u_{m13} + \frac{2}{3}u_{23} \quad (17)$$

Трифазният инвертор е моделиран аналогично чрез един зависим източник на ток и два зависими източника на напрежение, свързани чрез следните уравнения:

$$u_{inv_13} = m_{inv1}u_{dc} \quad (18)$$

$$u_{inv_23} = m_{inv2}u_{dc} \quad (19)$$

$$i_{dc_2} = m_{inv1}.i_{inv_a} + m_{inv2}.i_{inv_b} \quad (20)$$

Модела на междинния постояннотоков кръг е съставен от следните уравнения:

$$C_{dc}\frac{du_{dc}}{dt} = i_{Cdc} \quad (21)$$

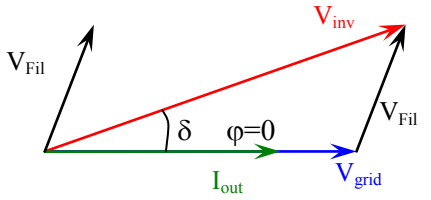
$$i_{Cdc} = i_{dc_1} - i_{dc_2} - i_{Cdc_r} \quad (22)$$

$$i_{Cdc_r} = \frac{1}{R_{Cdc}}.u_{dc} \quad (23)$$

Където C_{dc} е капацитета на кондензатора в междинния постояннотоков кръг, а R_{Cdc} е неговото еквивалентно шунтово съпротивление, i_{Cdc_r} е тока през него.

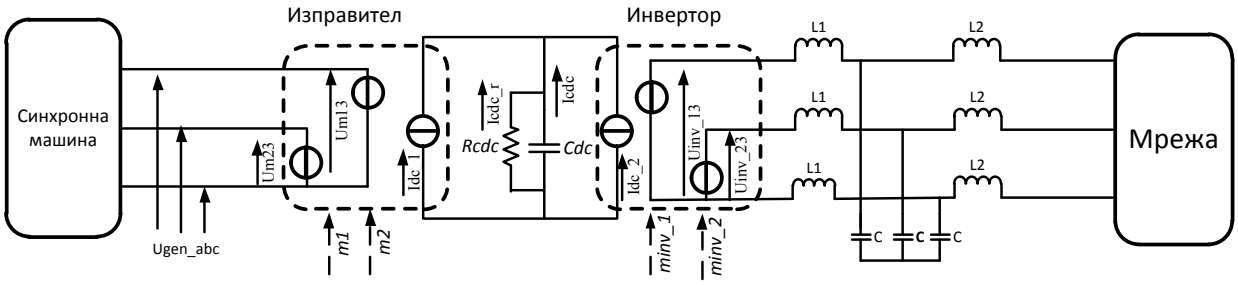
Ако напрежението U_{dc} се поддържа константно, това означава, че цялата мощност от изхода на изправителя се консумира от инвертора и съответно се отдава в електрическата мрежа (при хипотеза, че загубите във филтъра, междинния постояннотоков кръг и електронните ключовете са пренебрежимо малки). Коефициентът на запълване на ключовете се регулира чрез PI регулатор така че да се поддържа константно напрежението на междинния постояннотоков кръг.

Управлението на инвертора става по два регулиращи контура [5]: регулатор на напрежението на междинния постояннотоков кръг U_{dc} и регулатор на токовете отдавани в мрежата. Токовете, обменяни с мрежата се измерват чрез падовете на напрежение върху индуктивностите $L1$ на всяка от трите фази на LCL филтъра. За отдаване на активна мощност в мрежата токовете трябва да са във фаза със съответните фазни напрежения на мрежата. От еквивалентната векторна диаграма за една от фазите и при честотата на основния хармоник (50 Hz) (фиг. 5) имаме пад V_{Fil} върху импеданса на филтъра Z_{Fil}, който ни е известен I_{out} е тока отдаван в мрежата, V_{grid} е напрежението на мрежата, следователно търсеното напрежение на изхода на инвертора е V_{inv}, така че тока отдаван в мрежата да бъде във фаза с нейното напрежение.



Фиг. 5. *Векторна диаграма на една от фазите*

Уравненията, моделиращи мрежовия филтър са следните:



Фиг. 4. Осреднен *модел на електронните преобразуватели*

$$u_{L1_fil} = u_{inv_abc} - u_{Cfil} \quad (24)$$

$$\frac{di_{L1_fil}}{dt} = \frac{1}{L_{1_fil}}.u_{L1_fil} \quad (25)$$

$$\frac{du_{Cfil}}{dt} = \frac{1}{C_{fil}}.i_{C_fil} \quad (26)$$

$$\frac{di_{L2_fil}}{dt} = \frac{1}{L_{2_fil}}.u_{L2_fil} \quad (27)$$

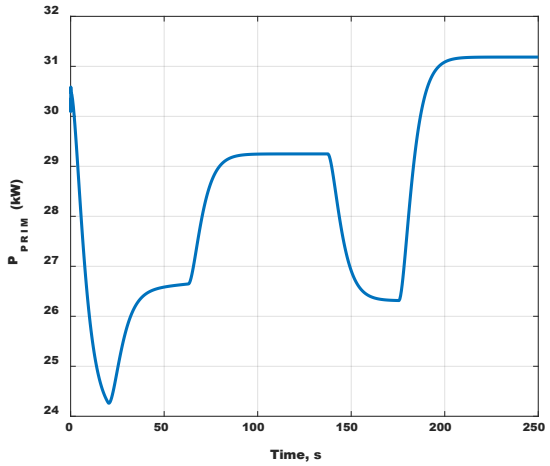
$$i_{grid} = i_{L2_fil} \quad (28)$$

РЕЗУЛТАТИ ОТ СИМУЛАЦИИТЕ

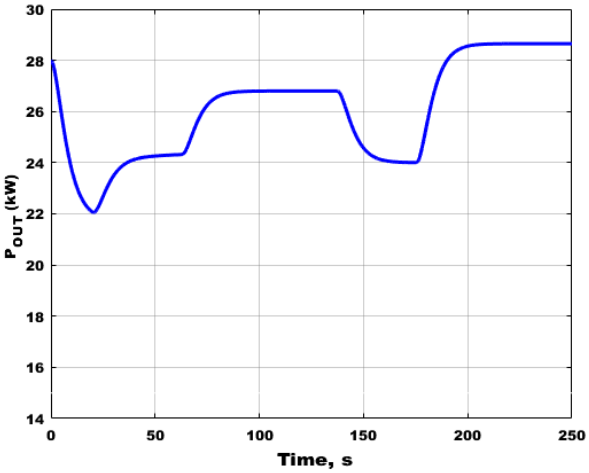
В таблица 1 са дадени параметрите, използвани при симулациите с представения модел. На фиг. 6 е дадена променящата се във времето мощност на първичния двигател, която представлява входна величина на модела. Изходни величини са токовете (съответно мощността) отдавани в мрежата, към която генератора е свързан. На фиг. 7. Е представена мощността, отдавана в мрежата – нейната форма следва тази на мощността на първичния дивгател. Моделът и системата за управление обследват коректно заданията – на фиг. 8 е представено напрежението на междинния постояннотоков кръг, което по задание се поддържа 760 V, за да бъде възможно отдаването на ток в мрежата. На фиг. 9 е се вижда един от фазните токове, отдавани в мрежата.

Таблица 1. *Параметри на симулационния модел*

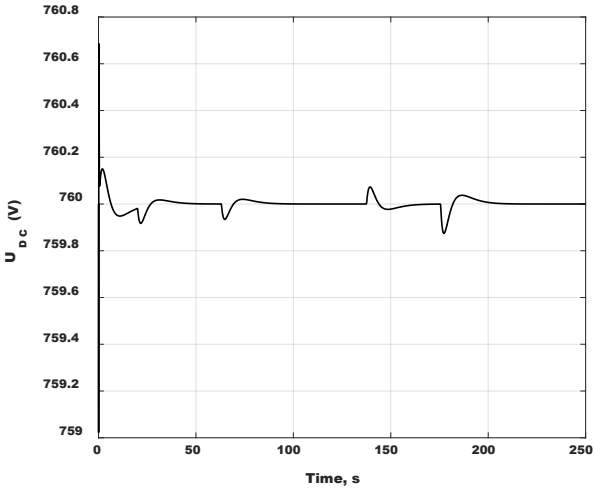
J	0.001	kg.m^2
f_m	1,5.10^{-5}	Nm/(rad.s)
p	2	—
$L_{s\ d}$	0,7	mH
$L_{s\ q}$	0,7	mH
R_s	0,3	Ω
Φ_m	0,05	Wb
C_{dc}	5000	μF
R_{Cdc}	50	kΩ
L_1	6	mH
C_{fil}	2,2	μF
L_2	6	mH



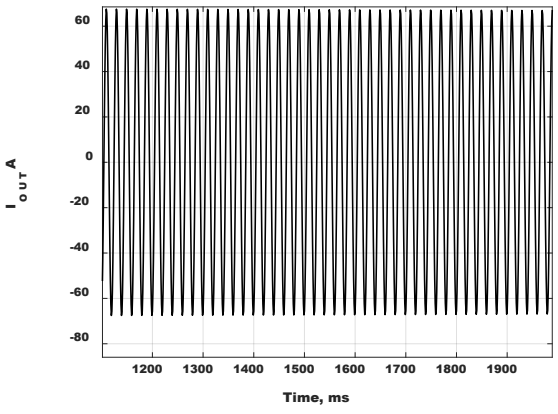
Фиг. 6. *Мощност на първичния дивгател*



Фиг. 7. *Мощност, отдавана в мрежата*



Фиг. 8. *Напрежение на междинния постояннотоков кръг*



Фиг. 9. *Ток, отдаван в мрежата (една от фазите)*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В доклада е представено моделиране в на газова микротурбина, свързана към трифазна мрежа ниско напрежение. Моделът

на преобразувателната система съдържа първичен източник, куплиран директно към вала на синхронна машина с постоянни магнити. Връзката на генератора с мрежата се осъществява чрез система от трифазен изправител и инвертор. Филтрирането на хармоничния състав на токовете отдавани в мрежата е осъществено чрез LCL филтър. Проведени са симулации с променляща се във времето мощност на първичния двигател. Резултатите от симулациите потвърждават коректната работа на модела и системата за управление на преобразувателите в него – управлението изработва и обследва коректно заданията за токовете и напреженията на преобразувателите така че отдаваната в мрежата мощност да следва мощността на първичния двигател. Разработеният модел на генератор, свързан към мрежа може да послужи като градивен елемент за моделиране на микро- и наномрежи включващи други други генератори, средства за съхранение на енергия и товари и за изследване на съвместната им работа.

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследването е финансирано по проект „Моделно-базирано проектиране на силови електронни устройства с гарантирани показатели“, Фонд Научни Изследвания, договор ДН07/06/15.12.2016.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Liserre, M., T. Sauter and J. Y. Hung. Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics. IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 4, pp. 18-37, 2010

[2] Ph. Degobert, S. Kreuawan, P Li, B. François, “Reduction of Fast Fluctuations of Power in a Microgrid with Super Capacitors”, ESSCAP’06, Lausanne, Switzerland, Nov. 2006.

[3] A. Marinov, V. Valchev, G. Nikolov, “Modelling and analysis of μCHP system for domestic use” , ICEST 2011, Nis, Serbia, 29 June 2011, pages 808-812,ISBN:978-86-6125-033-0

[4] M. Caliano, N. Bianco, G. Graditi, L. Mongibello, “Economic optimization of a residential micro-CHP system considering different operation strategies, Journal of applied thermal engineering, Elsevier, DOI 10.1016/j.applthermaleng.2015.11.024, 2015

[5] P. Li ; P. Degobert ; B. Francois ; B. Robyns, “Modeling and Control of a Gas Micro Turbine Generator by Using a Causal Ordering Graph”, Computational Engineering in Systems Applications, IMACS Multiconference, Beijing, China, 4-6 Oct. 2006.

НАПРАВЛЕНИЕ 2

ЕЛЕКТРОНИКА И СЕНЗОРНА ТЕХНИКА

SESSION 2

ELECTRONICS AND SENSORS TECHNICS

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ОПТОЕЛЕКТРОННА ИНФРАЧЕРВЕНА ОХРАНИТЕЛНА ЗАВЕСА

OPTOELECTRONIC INFRARED SAFETY CURTAIN

Draganov Nikola
Technical university of Gabrovo
Department of Electronics
Laboratory of Sensors technology

Vasilev Stilyan
Technical university of Gabrovo
Department of Electronics
Laboratory of Sensors technology

Abstract

Optoelectronic transducers are widely used in the security and signaling equipment. They are also widely used in labor protection systems in different types of manufacturing centers and factories. There they take care of the safe conduct of the production process.

The report presents a development of an infrared security curtain with application in the industry using hazardous machinery and equipment.

The presented work features an easy and affordable element base and an opportunity for a variety of applications.

Keywords: infrared sensors, infrared barrier, infrared safety curtain.

ВЪВЕДЕНИЕ

С развитието на електрониката и по-специално на сензорната и оптоелектронната техника, настъпва развитие и на сигналоохранителната техника. На базата на различни сензорни механизми се изграждат сензорни устройства, позволяващи детектиране на различни параметри, специфични за конкретните приложения [1]. В същото време в тежката промишленост като металургия, машиностроене, автомобилостроене и други подобни, широко се прилагат охранителни системи, охраняващи операторите по време на изпълнение на технологичните операции.

Изграждат се различни конфигурации на инфрачервени (IR) охранителни системи [3]. Разработват се основно в две области за охрана (фиг.1) – на помещения, зони с висока сигурност, офиси, гаражи, магазини и др. подобни и за безопасност и охрана на труда (фиг. 2) – при режещи машини, преси, поточни линии с роботи, установки с високи напрежения и др. При първите към разработените системи се изисква не само малко време за реакция, но и надеждност на излъчения и приетия инфрачервен сигнал. Прилага се кодиране и защита на оптичния сигнал и канал с цел предотвратяване на неправомерен достъп [3, 4, 5, 6, 7].

***Фиг. 1**. Инфрачервена завеса за охрана на достъпа*

В случаите, когато инфрачервените завеси се използват за охрана на труда по време на работа с опасни машини, особено внимание се обръща не толкова на кодирането на сигнала, колкото до широчината и плътността на създадената охранителна зона – завеса [1, 3].

С цел уточнение наименованията „завеса” и „бариера” не трябва да се възприемат в буквален смисъл. Те показват начините за формиране на инфрачервения сигнал между инфрачервения предавател и инфрачервения приемник. Наименованието „бариера” се използва когато системата е с един инфрачервен лъч, а „завеса” с много, най-често десетина инфрачервени лъчи [4].

***Фиг. 2**. Инфрачервена завеса, осигуряваща безопасност на труда*

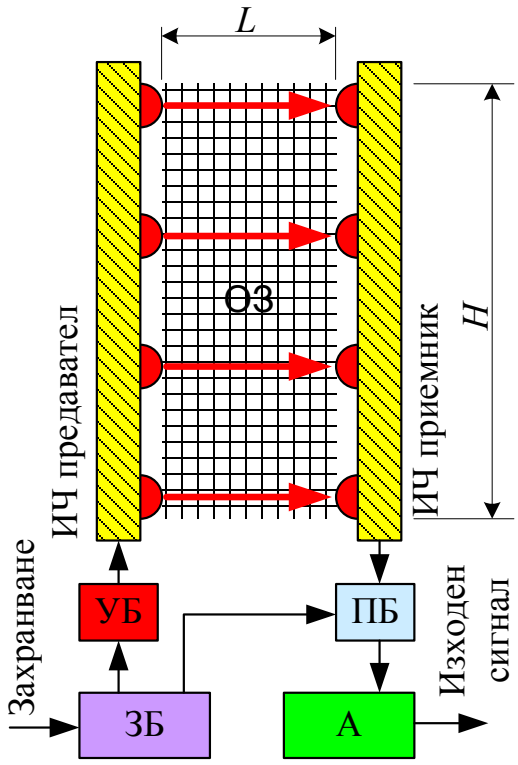
Целта на настоящата статия е да опише една реална примерна разработка на инфрачервена оптоелектронна завеса с приложение в системите за охрана на труда.

ПРЕДСТАВЯНЕ

Блоковата схема на разработената инфрачервена завеса е представена на фиг. 3. Тя се състои от инфрачервен предавател, излъчващ инфрачервени лъчи към инфрачервен фотоприемик, който ги приема и преобразува в електрически сигнал. Предавателят и приемникът са разположени така, че между тях е охраняваната зона ОЗ или т. нар. инфрачервена завеса. Управляващият блок УБ има за цел да формира подходящ електрически сигнал за управление на предавателя, а приемният блок ПБ да формира управляващ сигнал за актуатора А. Коректната работа на устройството се осигурява от стабилния захранващ източник.

Работата на устройството се свежда до генериране на сигнал за сработване на защита от актуаторния блок при попадане на препятствие в ОЗ, без значение в коя част.

Разработената система е с универсално приложение, тъй като позволява разширяване на площта и плътността на ОЗ.

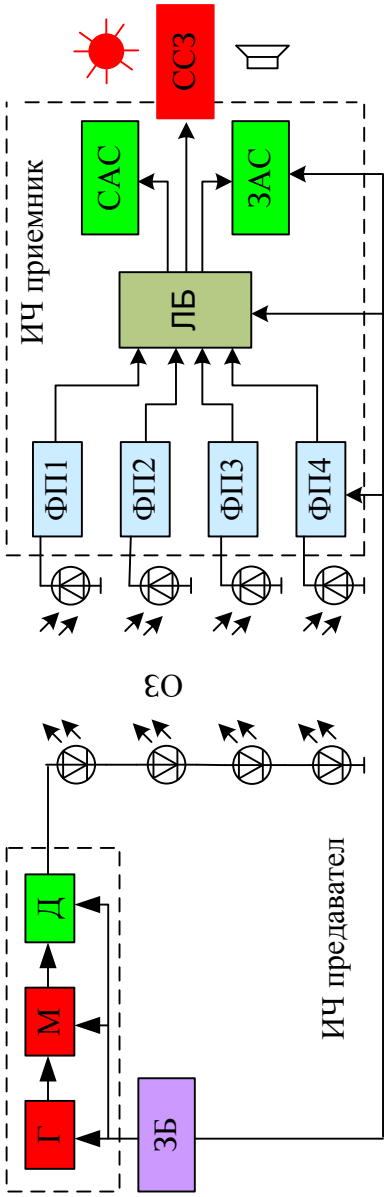


***Фиг. 3.** Блокова архитектура на инфрачервена завеса за охрана и безопасност на труда*

На фиг. 4 е представена пълната блокова схема на оптоелектронната инфрачервена охранителна система. С цел увеличаване на широчината на ОЗ (разстоянието между предавателя и приемника), излъченият инфрачервен сигнал трябва да бъде модулиран. За тази цел предавателят е изграден от генератор (Г) и модулатор (М). Първият генерира правоъгълни импулси с висока честота, а вторият ги пропуска за определен интервал от време с по-ниска честота. Формират се пакети от импулси, които чрез драйвера Д се предават към инфрачервените светодиоди. Последните са четири, разположени на подходящо разстояние.

Постъпващият ИЧ сигнал във фотоприемниците ФП, се преобразува в постоянно логическо ниво. Формират се четири сигнала, от четирите фотоприемника, независимо един от друг. Сигналите постъпват в логическия блок ЛБ. Той променя своето ниво на изхода само, ако един от ИЧ лъчи, разпространяващи се в ОЗ, бъде прекъснат. Генерираният сигнал от ЛБ се използва за задействане на защитното устройство, как-

то и за светлинна СС и звукова ЗС сигнализация.



Фиг. 4. *Блокова схема*

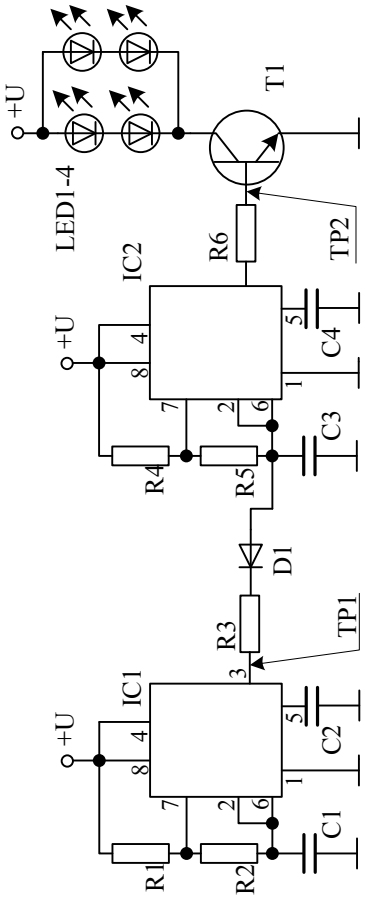
На фиг. 5 и фиг. 6 са представени опростени принципни електрически схеми съответно на предавателя и приемника.

Предавателят е реализиран на базата на специализирана интегрална схема NE555. В случая сигналът от първия генератор управлява работата на втория, като по този начин се получават пакети от импулси с повторение, равно на честотата на сигнала генериран от IC1.

За честотата, генерирана от IC1 (модулатора), може да се запише:

$$f_{oIC1} = \frac{1}{0{,}69.(R1 + 2R2).C1}. \qquad (1)$$

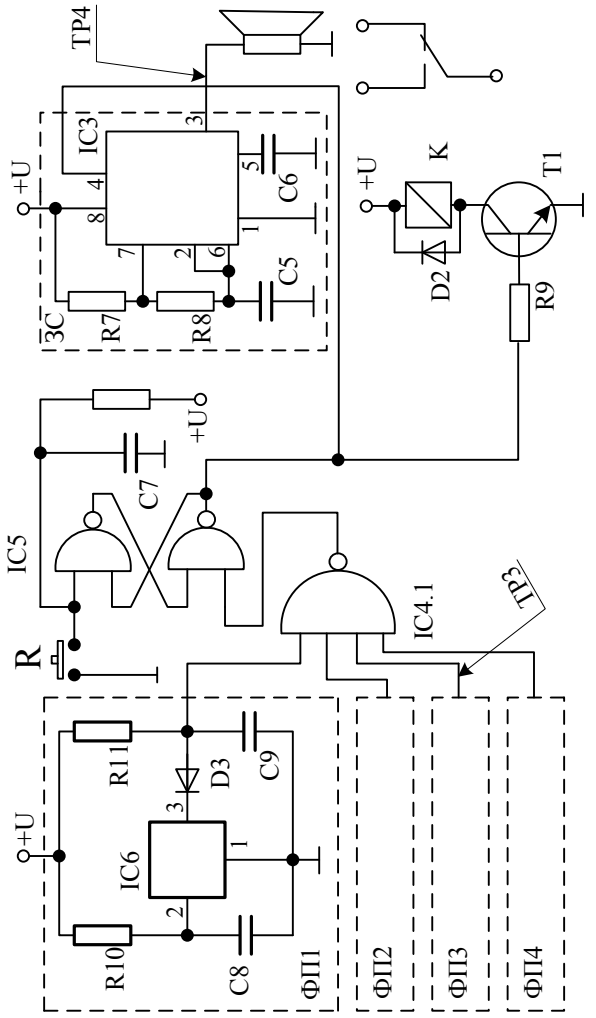
Тъй като от тази честота зависи работата на фотоприемниците, то стойностите на елементите в RC групата трябва да бъдат избрана така, че генерираната честота да бъде в интервала от 700Hz до 800Hz (защо, понататък). Следователно, за честота на модулатора f_{oIC1} = 709Hz стойностите на елементите са: R1=R3=4,7kΩ, R2=100kΩ, а C1=10nF.



Фиг. 5. *Опростена принципна електрическа схема на инфрачервен предавател*

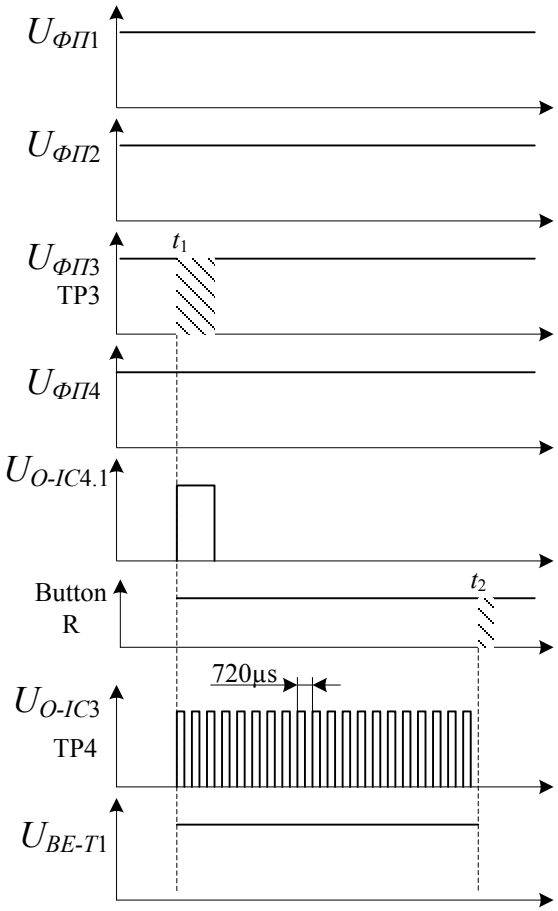
Аналогично могат да бъдат определени параметрите на генератора. Неговата честота трябва да е f_{oIC2}=38kHz. Стойността е продиктувана от факта, че за фотоприемници се използват интегрални инфрачервени фотоприемници тип TSOP4838. Стойностите на елементите на RC групата на генератора са R4=4,7kΩ, R5=20kΩ, C3=1nF.

Сигналите на модулатора и генератора са показани на фиг.8.



Фиг. 6. *Опростена принципна електрическа схема на четириканален инфрачервен фотоприемник*

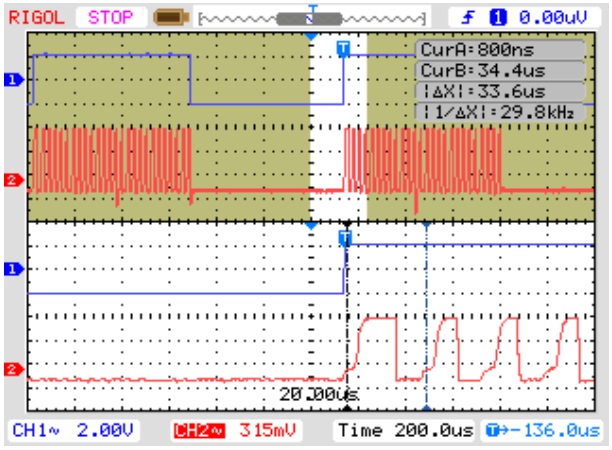
Приемникът е реализиран на базата на четири еднотипни интегрални фотоприемници, тип TSOP4838 [3]. Всеки от тях работи абсолютно независимо от другите и генерира свой електрически сигнал при облъчване с инфрачервен сигнал с определена дължина на вълната и честота на пулсациите [1, 2]. Последните две условия се осигуряват от инфрачервените светодиоди и генератор-модулаторната група на предавателя. Схемата на включване на всеки интегрален фотоприемник (фиг. 6) (IC6-IC9) е такава, че осигурява високо логическо ниво на изхода при облъчване. Четирите логически сигнала постъпват на входовете на четиривходов логически елемент И-НЕ. Последния установява изхода си в състояние „0” само, когато всеки от четирите лъча на светодиодите постъпва към съответния фотоприемник. При прекъсване само един от лъчите, ще се предизвика промяна на състоянието на съответния вход на логическия елемент в л. „0”, което ще промени изхода му в състояние „1”. Това ниво дава информация за нарушение, като задейства звукова сигнализация ЗС и защита – изключване на съответното съоръжение или машина.



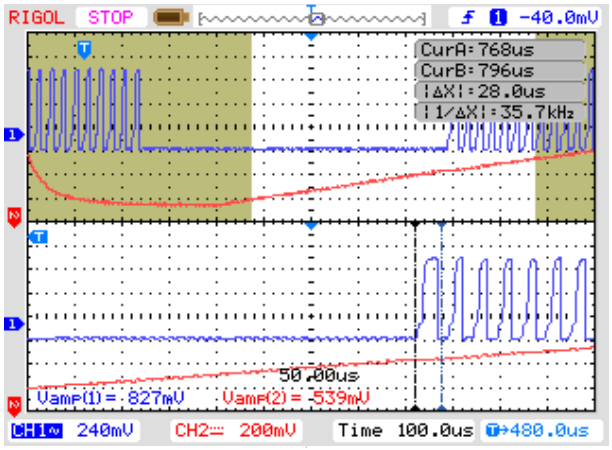
Фиг. 7. *Реални времедиаграми, описващи алгоритъма на работа на фотоприемника*

На фиг. 7 са представени времедиаграми, описващи начина на работа на устройството. Изобразяването им по този начин е продиктувано от необходимостта от заснемането им с многоканален (в случая минимум 4) осцилографиращ измервателен уред. Представните времедиаграми са пречертани от реално заснетите осцилограми. С t_1 е отбелязан моментът, в който настъпва нарушение – прекъсване на лъч 3 към ФП3. В този момент нивото на неговия изход спада за времето, през което е бил прекъснат лъча и отново се възстановява. Обаче, полученият краткотраен спад предизвиква инвертиране на нивото на изхода на четиривходовия елемент. Така от „0” то за кратко пре-

минава в „1” и отново се връща в „0”. Това краткотрайно нулево ниво сработва $\overline{RS}$ тригера и той запуска аварийния сигнал, респективно сигнал за сработване на защита (контролна точка ТР4). Едва в момента t_2, след натискането на бутона R (гледай внимателно фиг. 6 и фиг. 7) тригерът обръща състоянието си и защитният сигнал отпада. Схемата продължава да „следи” за следващо нарушение в ОЗ.



а)



б)

Фиг. 8. *Времедиаграми заснети в отделните контролни точки: а) ТР1 (канал 1), ТР2 (канал 2); б) ТР2 (канал 1), ТР3 (канал 2); в) ТР1 (канал 1), ТР4 (канал 2)*

Захранващият блок ЗБ е реализиран по класическа схема с мрежов трансформатор, мостов диоден изправител и стабилизатор на напрежение. Той осигурява захранващо напрежение U=5V/±5% и за двете схеми, преобразувано от мрежата ~230V/50Hz.

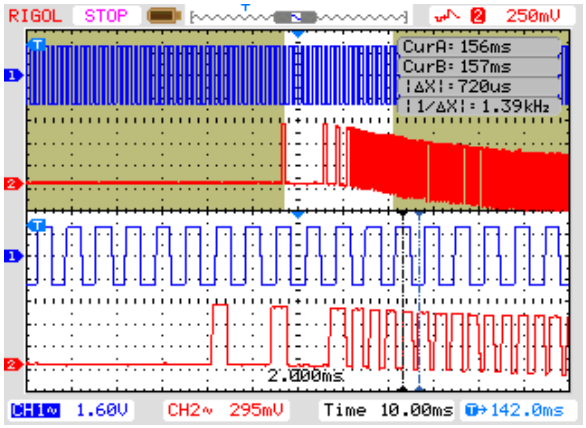
Разработеното устройство притежава слените параметри: захранващо напрежение – 230/50Hz; консумиран ток – 38mA; дължина и височина на охраняваната зона (завесата) съответно: L=0,3÷10m и H=1m; брой на оптоелектронните преобразователни двойки – 4. –Тук възниква моментът, продиктуван от направени коментари, относно невъзможността за достигане на отразените стойности за параметри L и H. – Необходимо е да се отбележи, че повечето съвременни електронни устройства с дистанционно управление възприемат и изпълняват командите от своя IR дистанционен пулт от разстояние до 15-20m, притежаващи само един светодиод, захранван с 2 батерии по 1,5V!!!

Описаните параметри на ОЗ – L и H, са постигнати чрез използване на четири групи инфрачервени двойки светодиод-фотоприемник, разположени през 20cm на рамка с дължина 1m. Пред всеки от тях е поставен оптичен полимерен филтър, пропускащ светлина с дължини на вълната от λ=950nm до λ=1000nm [3]. При разстояние между предавателя и фотоприемника L<0,3m сензорната система проявява мъртва зона, която се дължи на конусовидната диаграма на разпределение на светлинния поток от светодиодите, при което поставянето на препятствие в зона с дължина под 30cm не предизвиква реакция на схемата [1, 2, 4].

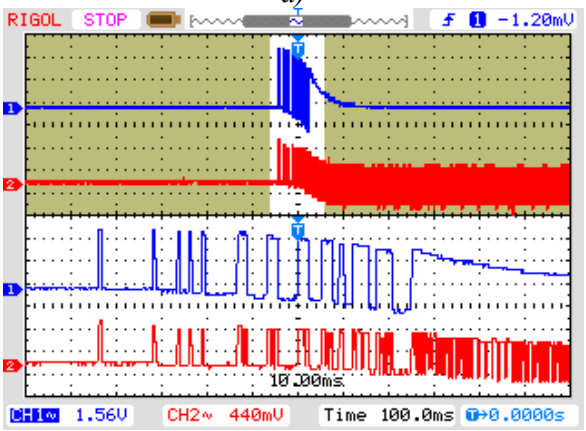
На фиг. 8 и фиг. 9 са представени реални времедиаграми, заснети в отделните контролни точки на двете схеми. Двата налични канала на измервателното устройство и неговите възможности позволяват следенето само на два параметъра, а именно: сигналите на изходите на генераторните схеми в предавателя (фиг. 8а); сигналът от изхода на един от фотоприемниците (ФП3–ТР3) спрямо предадения модулиран и приет инфрачервен сигнал (ТР2) (фиг. 8б) и моментът на формиране на защитния и алармения сигнал при постъпване на нарушение (фиг. 9).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

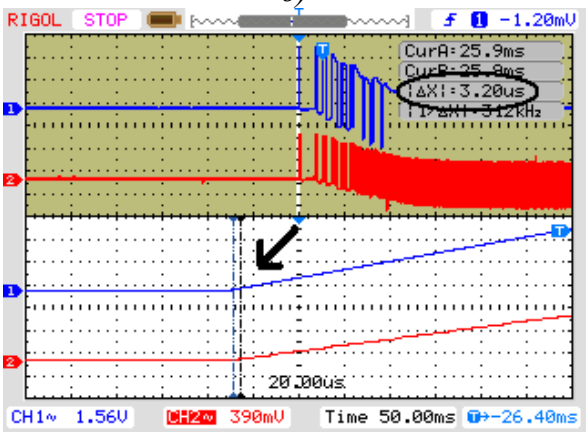
Синтезирано, реализирано и изследвано е схемотехнично решение на оптоелектронна инфрачервена охранителна завеса. Тя е предназначена да осигурява безопасност на труда, ограничавайки достъпа на човека (оператора) до работещо съоръжение, чрез задействане на електрическа защита, изключване или спиране на съоръжението при навлизане в нея.



а)



б)



в)

Фиг. 9. *Времедиаграми заснети в отделните контролни точки: а) TP1 (канал 1), TP4 (канал 2); б) TP3 (канал 1), TP4 (канал 2); в) TP3 (канал 1), TP4 (канал 2) времето на реакция на схемата*

Разработени и предложени са блокова и принципна електрическа схема, като е описано тяхното функциониране.

Проведени са реални (правилно, не симулационни) експериментални изследвания, доказващи работата и функционалността на устройството, чиито резултати са обработени и визуализирани във времедиаграмите, представени на фиг. 7.

Разработеното реално инфрачервено електронно устройство се захранва със стандартно еднофазно мрежово напрежение ~230V/50Hz, консумацията му и в двата режима – охрана и аларма е 38mA, времето за реакция е 3,2μs (фиг. 9в), максимална площ на охраняваната зона – *Secure Area* = L x H = (0,3 ÷ 10)m^2, поради наличието на пасивни IR филтри работата на устройството, съответно и параметрите на охраняваната зона, се запазват при дневна светлина и такава от конвенционални светлинни източници.

Разработената оптоелектронна инфрачервена охранителна завеса като схемотехнично решение се характеризира с достъпност на компонентите, лесна изработка и настройка, лесен монтаж пред охраняваното съоръжение, ниска цена и в същото време висока ефективност, сравнима с тази на водещи производители на подобни устройства [6, 7].

Устройството може да се използва в различни производствени предприятия, цехове и работилници, използващи машини и съоръжения, изискващи повишено внимание при работа.

REFERENCE

[1] Draganov, N., SENSORS. Principles, Structure, Technology, Characteristics, Parameters and Applications. PART 1. Publishing House X-Press, Gabrovo, Bulgaria, 2014, ISBN 978-954-490-435-7

[2] Draganov, N., SENSORS. Principles, Structure, Technology, Characteristics, Parameters and Applications. PART 3. Publishing House X-Press, Gabrovo, Bulgaria, 2017 ISBN 978-954-490-550-7

[3] Kolev, I., E. Koleva. Coherent optoelectronics. Avtoprint, Plovdiv, 2008, ISBN 978-954-8932-46-2

[4] Kolev, I., Ts. Karadzhov, E. Koleva. Optoelektronics. Manual for laboratory exercises. Vasil Aprilov, Gabrovo, 2006, ISBN 954- 683-328-2

[5] Kolev, I., E. Koleva. Infrared optoelectronics. Vasil Aprilov, Gabrovo, 2008, ISBN 978-954-683-402-7

[6] SICK Sensor Intelligence, www.sick.com, Products catalogue, Safety light curtains, April 2017

[7] PILZ, www.pilz.com, Products and solutions, Safety light curtains, April 2017.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАБОТАТА НА КАСКАДНО СВЪРЗАНИ МОДУЛИ НА ПЕЛТИЕ

STUDY OF OPERATION OF PELTIER MODULES IN CASCADE

Ivaylo Belovski
Prof. D-r Asen Zlatarov University, Bulgaria

Anatoliy Aleksandrov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Kazolis Dimitrios Teodosios
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Abstract

Thermoelectric Peltier modules are mainly used for cooling. In their work they use the Peltier effect - converting electrical power into a temperature gradient. In recent years, there has been a growing interest in systems based on similar modules because they are constantly increasing their efficiency. In addition, Peltier modules are absolutely silent, environmentally friendly and have high reliability. The purpose of this article is to show the efficiency of the Peltier modules connected in a cascade and to compare the experimentally obtained results with the theoretical ones obtained through calculations.

Keywords: Peltier modules, Seebek effect, thermoelectric cooling.

ВЪВЕДЕНИЕ

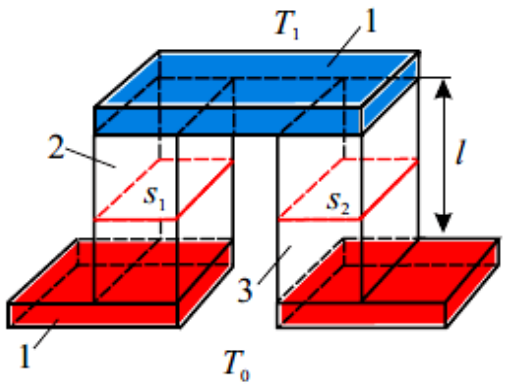
Модулите на Пелтие са твърдотелни устройства, съставени от n на брой термоелектрически преобразуватели (термодвойки), които директно конвертират електрическата мощност в температурен градиент (ефект на Пелтие) или приложената към страните им температурна разлика ΔT в термо-електродвижещо напрежение (ефект на Зеебек) [1-2].

Охлаждането, чрез използване на ефекта на Пелтие е разгледано още през 1911г. от немският учен Едмънт Алтенкирх. За изследванията си той е използвал термодвойка от метални проводници. Анализът на резултатите тогава е довел до извода, че този метод на охлаждане е безперспективен. Едва след проведените изследвания на руският учен Абрам Йофе и неговите сътрудници [3], през петдесетте години на миналия век се изяснява перспективността на този метод при използване на полупроводници и се слага началото на теоретичното изследване и практическото приложение на полу-проводниковите термоелементи.

Термоелектрическите преобразуватели, използващи ефекта на Пелтие се наричат термоелектрически хладилници [4-5].

Основната преобразувателна част от модула на Пелтие е термоелемента. Той съдържа два клона полупроводници с различен тип проводимост – N и P с напречно сечение s_1, s_2 и дължина l -фиг. 1.

Ако през един такъв термоелемент, поставен при нормална постоянна температура се пропусне електрически ток I от N към P полупроводника, след много кратко време (няколко секунди) се установява, че горния край се е охладил до температура T_c - по-ниска от околната, а долният се е загрял до температура T_h - по-висока от околната.



Фиг.1. *Термоелемент*
1 – комутационни пластини; 2, 3 – полупроводници с N и P тип проводимост

При анализа на термоелемента се отчита ефекта на Пелтие и отделената топлина на Джаул, а ефекта на Томпсън се пренебрегва.

За постигане на по-ниска работна температура T_c е направен експеримент, в който два модула на Пелтие са свързани в каскада. По този начин, горният модул се охлажда от този под него, което води до получаване на максимално ниска температура T_c на последният термоелемент в каскадата.

Целта на този доклад е да покаже ефективността на работа на модулите на Пелтие, свързани в каскада и да се сравнят експериментално получените резултати с теоретичните - получени чрез изчисления.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Производителите на термоелектрически модули (ТЕМ) на Пелтие предлагат на пазара широка гама продукти с различни параметри, форми и размери [6].

Обикновено в каталожните данни за даден ТЕМ се представят някои преобразувателни характеристики и максимално допустимите параметри:

- максимална температурна разлика между страните на ТЕМ – $\Delta Tmax$;

  максимален ток – $Imax$;
- максимално захранващо напрежение – $Umax$;
- максимална абсорбирана от студената страна на ТЕМ мощност - Qc_{max}.

За създаването на една високоефективна термоелектрическа система, освен тези данни, е необходимо да се знаят както оптималните параметри на конкретния модул, така и основните термоелектрически параметри на използваните за модула материали – коефициента на Зеебек α *[V/K]*, специфичното съпротивление на материала ρ *[Ω.cm]* и коефициента на топлопроводност k *[W/cm.K]*. За съжаление производителите не посочват тази информация в каталозите си. Следващите формули представляват методика за тяхното изчисляване [7]:

А. Изразяване на основните зависимости на охлаждащ ТЕМ

$$Q_c = 2N\left[\alpha I T_c - \frac{1}{2} I^2 \frac{\rho}{G} - kG\Delta T\right], \quad (1)$$

където: N – брой на термодвойките в ТЕМ; G – геометричен фактор, изразяващ отношението на площта и височината на полупроводниковите клонове; I – електрически ток.

Напрежението U се дава с:

$$U = 2N\left[I\frac{\rho}{G} + \alpha\Delta T\right], \quad (2)$$

а консумираната от ТЕМ мощност W е:

$$W = U.I \quad (3)$$

Качественият фактор Z_0 е параметър, пряко свързан със способността на ТЕМ да изпомпва топлинна мощност:

$$Z_0 = \frac{\alpha^2}{\rho.k} \quad (4)$$

Дефиниране на параметрите α_m, ρ_m *и* k_m:

$$\alpha_m = 2.\alpha.N \quad (5)$$

$$\rho_m = \frac{2.\rho.N}{G} \quad (6)$$

$$k_m = 2.N.k.G \quad (7)$$

Използвайки изрази (5 – 7), изрази (1, 2 и 4) могат да се представят така:

$$Q_c = \alpha_m I T_c - 0,5 I^2 \rho_m - k_m \Delta T \quad (8)$$

$$U = \alpha_m \Delta T + I\rho_m \quad (9)$$

$$Z_0 = \frac{\alpha_m^{\,2}}{\rho_m.k_m}, \quad (10)$$

Б. Изчисляване на термоелектрическите параметри на ТЕМ

След като бъдат отчетени от каталога на производителя граничните параметри: $\Delta Tmax$, $Imax$, $Umax$ *и* Qc_{max}, могат да се изчислят и термоелектрическите параметри на ТЕМ – Z_0, α_m, ρ_m *и* k_m **.** Този метод изпол-

зва три от граничните параметъра - *ΔTmax, Imax и Umax.*

$$Z_0 = \frac{2\Delta T_{\max}}{(T_h - \Delta T_{\max})^2} \quad (11)$$

$$\alpha_m = \frac{U_{\max}}{T_h} \quad (12)$$

$$k_m = \frac{(T_h - \Delta T_{\max})U_{\max} I_{\max}}{2T_h \Delta T_{\max}} \quad (13)$$

$$\rho_m = \frac{(T_h - \Delta T_{\max})U_{\max}}{T_h I_{\max}}, \quad (14)$$

където Z_0 е качествен фактор на ТЕМ на Пелтие и е пряко свързан със способността на ТЕМ да абсорбира топлинна мощност.

След като бъдат изчислени термоелектрическите параметри на модула, лесно могат да се пресметнат и термофизическите параметри на полу-проводниците, от които са изградени термодвойките - коефициента на Зеебек α, специфичното съпротивление на материала ρ и коефициента на топлопроводност k. Това става с помощта на изрази (5 - 7), но само ако е известен броя на термодвойките N и геометричния фактор G.

За изчисляване на коефициента на преобразуване η и топлинното съпротивление на горещия радиатор R_h се използват следните изрази:

$$\eta = \frac{Q_c}{W} \quad (15)$$

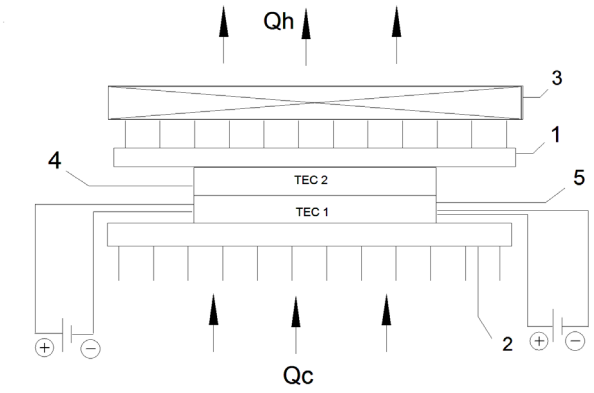
$$R_h = \frac{T_h - T_a}{Q_c + W} \quad (16)$$

За верификация на аналитичния метод е направено сравнение на получените резултати за термоелектрическите параметри на два ТЕМ с резултатите, получени от фирмен софтуер – Таблица 1.

Таблица 1. *Сравняване на резултати*

ТЕМ - вид		TE-71-1.4-2,5	PE07-1-14-25
Каталожни данни	T_h	300	298
	$Qc_{max.}$	20,9	21,6
	ΔTmax	71	75
	Imax	3,7	3,9
	Umax	9,1	8,8
Z_0		0,00277	0,00302
Изчисления	α_m	0,0303	0,0295
	ρ_m	1,87	1,69
	k_m	0,178	0,171
Резултати от фирмен софтуер	α_m	0,0304	0,0297
	ρ_m	*1,87*	1,7
	k_m	0,178	0,172
Разлика	α_m	0%	1%
	ρ_m	0%	1%
	k_m	0%	1%

За изследване на общата ефективност при работа на два каскадно свързани ТЕМ на Пелтие, беше проведен експеримент. Схемната диаграма на каскадата е показана на фиг. 2.



Фиг. 2. *Схемна диаграма на каскадата: 1, 2-радиатори, 3-вентилатор, 4,5-ТЕМ на Пелтие*

Състои се от два модула на Пелтие 4 и 5, поставени един върху друг, два алуминиеви радиатора 1 и 2 за разсейване и абсорбиране на топлинна мощност и вентилатор 3 за принудително охлаждане на горещия радиатор. За по-ефективно отвеждане на топлинния поток е използвана и термопроводяща паста с висок коефициент на топло-

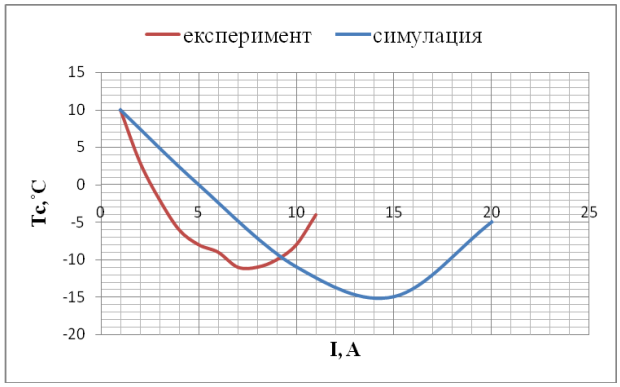
проводност, поставена, както между двата ТЕМ, така и между ТЕМ и радиаторите. Двата ТЕМ се захранват независимо един от друг от регулируеми токоизправители.

Използваните модули са тип ТВ-127-2,0-1,5 на руската фирма „Криотерм". Каталожните им данни са посочени в таблица 2 [7].

Таблица 2 Каталожни данни на ТЕМ

Тип	U_{max} (V)	I_{max} (A)	ΔTmax (C)	Q_{max} (W)	Д/Ш/В (mm)	R (Ω)
ТВ-127-2,0-1,5	15,9	12,4	70	122	48×48×3,8	1,3

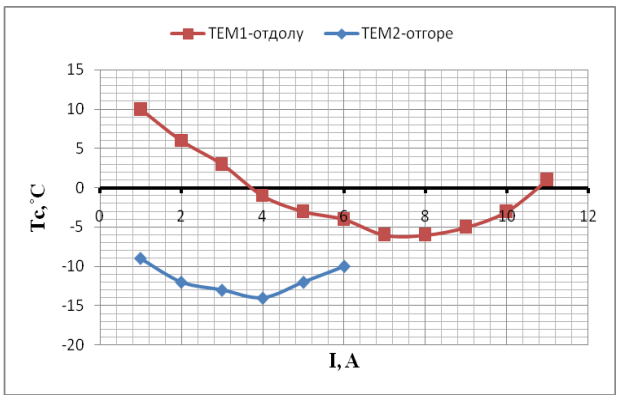
Проведени са редица измервания на температурите на студения и горещия радиатор T_c и T_h при захранващи токове от 1А до 11А на двата модула по отделно. На фиг. 3. са показани резултатите от изследванията на единия от тях – ТЕМ 1 (получените резултати за ТЕМ2 са подобни).



Фиг. 3. *Зависимост на температурата на студената страна T_c от протичащият ток I*

За сравнение, на графиката са показани и резултатите от симулация с фирмен софтуер. Вижда се, че постигнатата минималната температура по време на експеримента е T_c = -11°C при ток I = 7,4А, докато при симулацията тези стойности са: T_c = -15°C при ток I = 13,8А.

След снемане на температурните характеристики на двата ТЕМ по отделно, се премина към каскадно им свързване и изследване. Резултатите от измерванията са показани на фиг. 4.



Фиг. 4. *Зависимост на температурата на студената страна T_c на двата ТЕМ от протичащият ток I*

От графиките на фиг. 4 се вижда, че максималната достигната температура T_c на ТЕМ1 е T_c = -6 °C, при ток I = 7,5А а на ТЕМ2 - T_c = -14 °C, при ток I = 4А.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Термоелектрическите модули на Пелтие са преобразуватели, които успешно могат да се използват за охлаждане на сравнително малки обеми и детайли. Чрез каскадно свързване на два ТЕМ се получава по-добро охлаждане на най-горната (работната) повърхност. Получените експериментални резултати показват, че (за конкретно използваните ТЕМ на Пелтие) при обща консумирана мощност от каскадата P ≈ 100W, може да се достигне работна температура T_c = -14 °C.

В първата част на статията е предложена и методика за изчисление на термоелектрическите параметри на модул на Пелтие: α_m, ρ_m и k_m , за които са необходими само базовите каталожни данни за произволен модул.

Авторите изказват благодарност на ФНИМОН за финансовата подкрепата на изследванията по проект № ДН 07/18 от 15.12.2016

REFERENCE

[1] Rowe DM, CRC Handbook of Thermoelectrics, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 1995.

[2] Goldsmid, HJ, Introduction to thermoelectricity, 2010, Spriner, Heidelberg, Germany.

[3] Ioffe AF, Semiconductor thermoelements and thermoelectric cooling, 1957, Infoserch Limited, London, UK.
[4] Lee HS, Thermal design: heat sinks, thermoelectrics, heat pipes, compact heat exchangers, and solar cells, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2010.
[5] Du C.Y., Wen C.D., Experimental investigation and numerical analysis for one-stage thermoelectric cooler considering Thomson effect, *Int. J. Heat Mass Transfer*, 54: 4875-4884, 2011.
[6] http://kryothermtec.com/
[7] Luo Z, A simple method to estimate the physical characteristics of a thermoelectric cooler from vendor datasheets, Electronics Cooling Magazine, 2008; 14:3: 22-27.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

МИКРОПРОЦЕСОРНА РЕАЛИЗАЦИЯ НА МЕТЕОРОЛОГИЧНА СТАНЦИЯ В РАЗВОЙНА СРЕДА АРДУИНО

MICROPROCESSOR REALIZATION OF THE METEOROLOGICAL STATION IN ARDUINO DEVELOPMENT ENVIRONMENT

Velislava Raydovska
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Slavi Lubomirov
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Daniela Shehova
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Angel Chekichev
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Abstract

The meteorological station has been designed and realizated based on Arduino Mega microprocessor development board and sensors which is used for learning goal. The development includes selection of the necessary hardware components (input/output board, display, sensors) for realization of the meteorological station, assembling of the used hardware, software implementation for the functioning of the meteorological station.

Keywords: Arduino; microprocessor; sensors.

ВЪВЕДЕНИЕ

Инженерното образование е насочено към формиране на комплексна подготовка на специалистите в областта на техниката и технологиите чрез използването на иновативни методи и средства на обучение. За тази цел е необходимо изграждането на мултифункционални лаборатории, в които студентите на практика да се обучат да решават адекватно инженерни проблеми, да използват модерни програмни среди и да имат достъп до съвременните технологии.

Сензорите са първичното звено при възприемането на информация за изследвания обект и позволяват взаимодействието на съвременната електронна техника с околната среда. Следователно сензорите придобиват все по-голямо значение като конструктивни елементи. Бързото развитие на микро-процесорите и компютърните технологии и свързаният с това прогрес в техниката на обработка на информацията определят и интензивността в развитието на сензорите.

Изграждането на микропроцесорна метеорологична станция е част от идеята за мултифункционално обучение на студентите от инженерните специалности. Известно е, че метеорологичните станции са съоръжения, снабдени с инструменти за извършване на наблюдения и измервания на атмосферните условия с цел изготвянето на прогнози за времето и изследване на закономерностите в климата.

Наблюденията, които се извършват в метеорологичните станции, са както следва: посоката и силата на вятъра; облачността – обща и ниска; видът на облаците; видимостта; температурата на въздуха – срочни и екстремни; влажността на въздуха; атмосферното налягане; количество и вид на валежите; снежната покривка; общото състояние и температурата на почвата; времетраене и интензивност на слънчевото греене и др.

Един от методите за автоматични и дистанционни наблюдения е сензорите на уредите да се монтират на мястото на наблюдение, а отчитането им да става дистанционно - по условни сигнали, пулт, скала, регистратор, записващ механизъм и др.

Друг метод е измерването и отчитането да става на различно разстояние от наблюдавания обект.

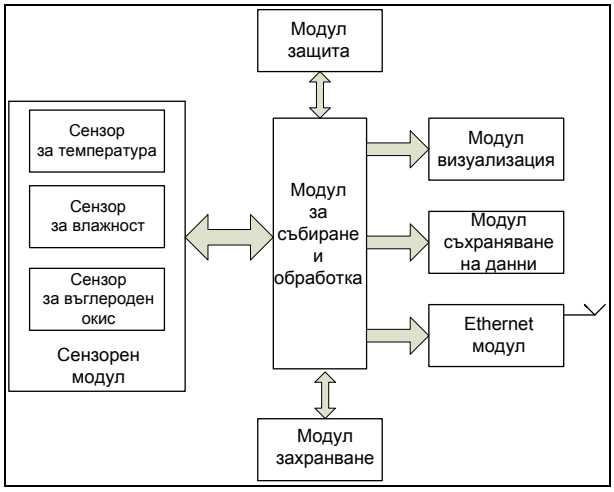
Изграждането на метеорологична станция и внедряването ѝ в процеса на инженерното образование ще позволи на студентите да работят в програмни развойни среди, да разработят конкретно приложение със сензори, както и да натрупат опит да проектират и да реализират електронни устройства.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Блокова схема на проектираната метеорологична станция

Проектираната метеорологична станция е предназначена да измерва температура, влажност и концентрация на въглероден окис във въздуха. Данните от измерванията трябва да се събират, обработват и да се визуализират. Станцията трябва да има възможност да съхранява тези данни в памет и/или да ги предава в Интернет пространството в реално време. На фиг. 1 е показана блоковата схема на проектираната метеорологична станция.

Сензорният модул е изграден от сензори, които да индицират необходимите величини. Първичните данни се подават на **модула за събиране и обработка**. Резултатите се визуализират в реално време чрез **модула за визуализация** или се предават в Интернет пространството чрез **Ethernet модул**.



***Фиг. 1**. Блокова схема на проектираната метеорологична станция*

Избор на апаратна част за модул за събиране и обработка на информацията

За практическото изпълнение на метеорологичната станция е необходимо да се направи правилен избор на софтуерната част, която да е съобразена с апаратната, с цел тяхната съвместимост и синхронизация на работата. Избрани са микроконтролерни развойни платки на Ардуино. Ардуино е проект с отворен код и е основан на семейство платки с микроконтролери, произвеждани главно от SmartProjects, и други доставчици, които използват различни 8-битови (AVR) микроконтролери или 32-битови (ARM) процесори Atmel. Осигурени са групи от цифрови и аналогови щифтове за вход-изход (I/O), които позволяват свързване с други платки и вериги. Платките включват сериен комуникационен интерфейс, а при някои модели и USB за зареждане на програми.

По същество Arduino са микро-контролерни развойни платки. Arduino се състои от 8-битов Atmel AVR микроконтролер с допълващи се компоненти, които улесняват програмирането и включването в други вериги. Важен аспект на Arduino платформата, е наличието на стандартни конектори, които позволяват на потребителите да свързват CPU платката към голям набор от различни, взаимнозаменяеми модули, наречени шилдове (shields). Благодарение на I^2C шината, няколко разширения могат да бъдат прикачени и използвани паралелно.

Развойните платки Arduino имат собствен език за програмиране – Arduino.

Arduino платките са като мини-компютри, които може да се програмират, да правят различни неща и да взаимодействат със света посредством електронни сензори, светодиоди, дисплеи и „електромоторчета“. Arduino микроконтро-лерите са подходящи да се създават интерактивни обекти, способни да взаимодействат с околната среда чрез сензори и изпълнителни устройства [1].

Повечето Arduino платформи функционират с 5V работно напрежение и разполагат с 14 цифрови входно-изходни порта, 6 аналогови входа, 16 MHz кварцов резонатор (въпреки че някои проекти работят с 8 MHz), четири светодиода, USB конектор,

захранващ куплунг, бутон за рестартиране и ICSP конектор. Свързването с компютър става посредством USB кабел USB-A/USB-B. Микроконтролерът на Arduino е снабден с буутлоудър, който опростява качването на програми във флаш паметта на устройството. Това прави използването на Arduino значително по-просто, като позволява програмиране с помощта на обикновен компютър.

Избор на интегрирана среда

Интегрираната среда за разработка на „Ардуино“ е мултиплатформено приложение, написано на програмния език Java. Конструирана е така, че да улесни програмирането от хора, които не са запознати с писането на софтуер.

Ардуино е платформа с отворен код за разработване на приложения в различни области, базирана на входно-изходна платка и среда за програмиране, близка до езика Processing/Wiring. Arduino може да се използва за създаване на самостоятелни интерактивни устройства или да си взаимодейства с външни софтуерни програми, като Flash, Processing, MaxMSP, PureData [2], [3].

Средата за програмиране, която е с отворен код, може да бъде свалена безплатно за Windows, Mac OS X и Linux.

Ардуино се различава от останалите подобни платформи по това, че:

- платформата е разработена в образователна среда, което я прави подходяща за бързо навлизане в материята от обучаемите;
- работи под различни операционни системи – Windows, Mac, и Linux;
- средата за програмиране е базирана на езика Processing;
- програмира се през USB кабел, а не през сериен порт - това е особено полезно, тъй като повечето съвременни компютри нямат сериен порт;
- програмната и апаратната част са с отворен код – и може да се свали схемата от сайта на Ардуино.

Основните му предимства са:

- средата за разработка на Ардуино прави лесно писането на кода и качването му на съответния хардуер;
- написана е на JAVA, което предоставя възможност тя да бъде стартирана на различни операционни системи;
- интегриран тестов редактор с оцветяване на изходния код;
- интегриран компилатор, преобразуващ изходния код в машинен;
- интегриран дебъгер за отстраняване на грешки в кода;
- отлична съвместимост с хардуера на Arduino.

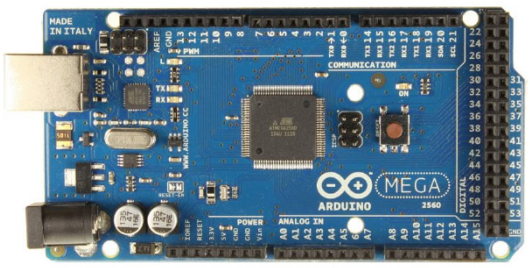
Микроконтролерните развойни платки Ардуино са подходящи за изграждането на метеорологични станции. С тяхна помощ, събирането на информация за атмосферата на Земята би се реализирала по-лесно и по-компактно в сравнение със стандартните измервателни уреди и средства.

Избор на развойна платка

Ардуино Мега (фиг. 2) е една от най-разпространените входно-изходни платки на Ардуино. Тя е разширена версия на Ардуино Уно. Платформата е реализирана на базата на микроконтролер АТмега 2560 и има по-голям брой изводи и апаратни серийни портове за взаимодействие с компютъра и други устройства.

Поради разширените си възможности спрямо останалите входно-изходни платки на Ардуино, при реализацията на метрологичната станция се използва Ардуино Мега.

Ардуино Мега може да бъде захранен чрез USB порта или от външно захранване.



***Фиг. 2**. Arduino Mega*

Изборът на тип захранване се установява автоматично. Характерно за изводите на платката на Ардуино Мега е, че всеки от 50-те цифрови извода може да бъде използван като вход или изход чрез функциите

pinMode(), digitalWrite() и digitalRead().

Всеки извод може да отдава или консумира ток до 40 mA и има вътрешен pull-up resistor (по подразбиране е изключен) от 20-50 kΩ. Някои от цифровите изводи имат и допълнителни функции: серийна комуникация, външни прекъсвания и др.

На платката Ардуино Мега има вграден светодиод на цифров извод 13 (LED:13). Когато на този извод има високо ниво (HIGH value) – светодиодът свети, когато има ниско ниво – светодиодът е изгаснал.

Ардуино поддържа двупроводен интерфейс (TWI) за комуникация с други устройства чрез TWI библиотека. Ардуино Мега има 16 аналогови входа, всеки от които осигурява 10-битова разрешаваща способност (1024 различни стойности). По подразбиране входният обхват на измерване е от 0-5V, но това може да се промени, ако се използва входът AREF за подаване на външно опорно напрежение и функцията *analogReference ()*.

Избор на Модул за визуализация

При проектираната станция се използват три начина за визуализация на данни – Serial Monitor, предаване на данни в реално време с помощта на Ethernet модул и LCD дисплей. Използвания LCD дисплей е 7 инча LCD - MD070SD, със следната спецификация: 16-бита паралелен интерфейс за комуникация; Разделителна способност 800x480 пиксела; 16 000 000 цвята; Контролер за управление на дисплея SSD1693; 8 MB SDRAM; Време на опресняване на картината 200 ns; Слот за SDCARD; 7 инча тъч скрийн.

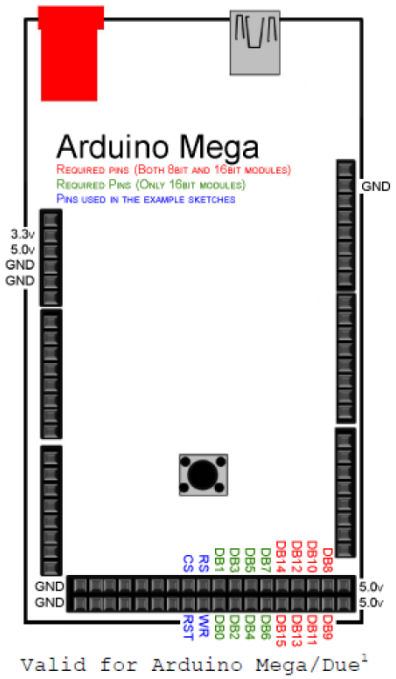
Интерфейсът между входно-изходната платка Ардуино Мега и MD070SD дисплей е показан на фиг.3, където от DB0 до DB15 е паралелният интерфейс за комуникация между микроконтролера на Ардуино – Atmega 2560 и микроконтролера на дисплея SSD1963. Съответно сигналите RS – reset, CS – chip select, WR – write/read, GND – маса и захранващите 3,3 V и 5 V.

Сензорен модул

Задължително условие е всеки един избран сензор, от който е необходимо да се четат данни, да бъде софтуерно инициализиран и правилно конфигуриран в основната софтуерна програма (скеча).

Примерен код за част от използваните сензори в разработената метеорологична станция е:

```
//Pin za temperaturniq sensor Keyes KY-013
int sensorPin = A5; // select the input pin for the sensor
//Flame sensor**********
int Buzzer = 6; // Use buzzer for alert
int Relay = 7; // Use for relay
int FlamePin = 8; // This is for input pin
int Flame = HIGH; // HIGH when FLAME Exposed
```



Фиг. 3. *Интерфейс за комуникация на Ардуино Мега с LCD*

Сензор за температура и влажност

Използваният сензор за измерване на температура и влажност в разработката е DHT11. Спецификацията на сензора е показана в таблица 1 [4]. DHT11 е 4 пинов сензор. Има еднопроводен цифров интерфейс за предаване на информация. За използването му в средата на Ардуино е необходимо включването на библиотеката DHT11.

Вторият пин на сензора DHT11 е за предаване на данни. За осъществяването на еднопроводна комуникация е необходима синхронизация между микроконтролера на Ардуино и DHT11. В случая един комуникационен цикъл е с продължителност от 4ms.

Таблица 1. *Спецификация на сензора DHT11*

Parameters	Conditions	Minimum	Typical	Maximum
Humidity				
Resolution		1%RH	1%RH	1%RH
			8 Bit	
Repeatability			±1%RH	
Accuracy	25℃		±4%RH	
	0-50℃			±5%RH
Interchangeability	Fully Interchangeable			
Measurement Range	0℃	30%RH		90%RH
	25℃	20%RH		90%RH
	50℃	20%RH		80%RH
Response Time (Seconds)	1/e(63%)25℃, 1m/s Air	6 S	10 S	15 S
Hysteresis			±1%RH	
Long-Term Stability	Typical		±1%RH/year	
Temperature				
Resolution		1℃	1℃	1℃
		8 Bit	8 Bit	8 Bit
Repeatability			±1℃	
Accuracy		±1℃		±2℃
Measurement Range		0℃		50℃
Response Time (Seconds)	1/e(63%)	6 S		30 S

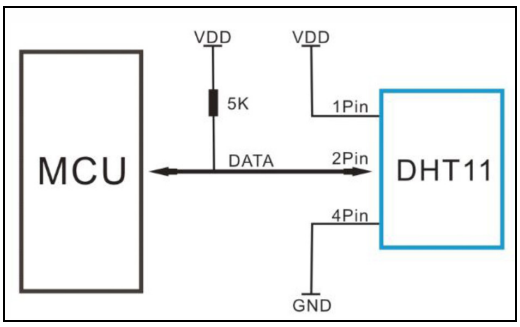
Начинът на свързване на сензора DHT11 е показан на фиг. 4. Необходимо е захранване на първи извод със стойност на напрежение от 3V до 5.5V. В зависимост от стойността на VDD е различна големината на консумирания ток от сензора. Третият извод на сензора е свободен – неизползваем, а четвъртият извод е необходим да се свърже към общата маса (GND). Фрагмент от сорс кода за работа със сензора е:

```
#include <dht11.h>
/*Декларират се обекти-----*/
dht11 DHT11;
dht11 DHT;
#define DHT11PIN 2
#define DHT11_PIN 2
```

Изисква се резултатите да се представят в различни мерни единици – градус по Келвин, градус по Целзий и по Фаренхайт.

Част от кода на функцията за четене и преобразиване на данните от сензора в различни температурни единици е:

```
double Thermistor(int RawADC)
{
double Temp;
Temp = log(10000.0*((1024.0/RawADC-1)));
Temp = 1 / (0.001129148 + (0.000234125 +
(0.0000000876741 * Temp * Temp ))* Temp );
Temp = Temp - 273.15; // Convert Kelvin to
Celcius
//Temp = (Temp * 9.0)/ 5.0 + 32.0; // Convert
Celcius to Fahrenheit
return Temp;
}
```



Фиг. 4. *Схема на свързване на DHT11*

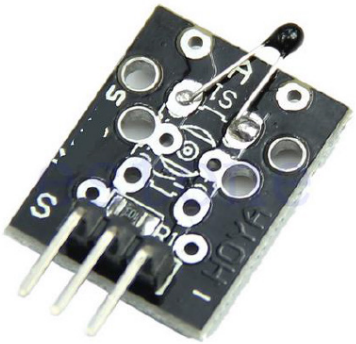
Защитен модул

Като всяко едно електронно устройство метеорологичната станция има необхо-димост от защита. Предвижда се да се следи температурата на устройството и да се защити от пожар.

Сензор за следене на температура на устройството

Температурният сензор за следене на температурата в устройстово е аналогов Keyes KY-013, показан е на фиг. 5.

Модулът е базиран на NTC термистор, който предава информация в реално време, в аналогов вид. Работният му температурен диапазон е от -55˚C до +125˚C. Точността на показанията на KY-013 са с толеранс от 0.5 5]C което напълно удовлетворява изискванията към проектираната метеорологична станция.

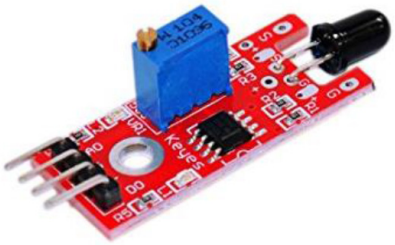


Фиг. 5. *Аналогов температурен сензор Keyes KY-013*

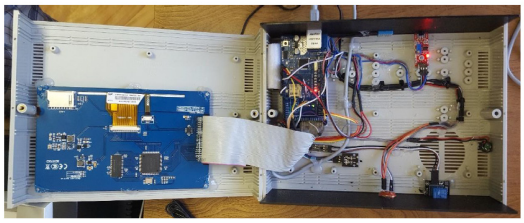
Начинът на комуникация с Ардуино е следния: масата (GND) се включва към маса (GND) на Arduino Mega. Захранването се взема от пин обозначен с 5V (съответно захранващо напрежение с амплитуда 5V), а за сигналния извод се избира аналогов вход на Ардуино.

Сензор за наличие на пожар

Модулът за наличие на пожар е Keyes KY-026 (фиг. 6). В основата му е инфрачервен сензор, детектиращ наличието на светлина с дължина на вълната от 760nm до 1100nm. Начинът на свързване е посредством четири пина. Има възможност за комуникация с аналогов (извод 1) и цифров извод (номер 4). С помощта на потенциометър има възможност за коригиране на точната дължина, на която трябва да реагира с високо ниво (съответстващ на наличие) на светлина с определена дължина на цифровия извод. В проектираната метеорологична станция това е реализирано с помощта на цифровия извод. Необходимо е свързването на модула на извод 2 към 5V на входно-изходната платка Ардуино Мега и извод 3 към общата маса [6].

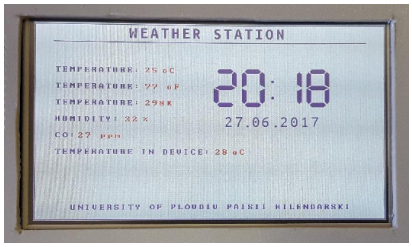


***Фиг. 6**. Модул за наличие на пожар Keyes KY-026 – изглед отпред*



***Фиг. 7.** Вътрешен изглед на метеорологичната станция*

На фиг. 7 е представен вътрешният изглед на реализираната метеорологична станция. На фиг. 8 е показано извеждането на данни в реално време на LCD дисплей при работата й.



***Фиг. 8.** Извеждане на данните на LCD дисплей*

В проектираната метеорологична станция е предвиден и модул за измерване на въглеродния оксид във въздуха. С цел визуализация на измерваните величини в Интернет пространството се използва Ethernet модул. Описанието на тези модули и функционалното им тестване е предмет на допълнителна разработка.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработването на метеорологична станция в програмната среда на Ардуино е продиктувана от навлизането на микро-процесорната техника в контрола, управле-нието и измерването на физични величини.

Сензорите са широко разпространени и са доказали своите качества в измервателните апаратури и механизми. Изработването на стратегия за създаване на метеорологичната станция за снемане на данни и тяхното изпращане в онлайн пространството, изисква принципното познаване на микроконтролерите и език за програмиране, което я прави подходяща за включване в процеса на инженерното образование.

Необходимо е да се отбележи, че използваните в разработката сензори са от нисък клас и не е направен сравнителен анализ с аналогични такива от висок клас, поради икономически съображения.

Acknowledgement

The authors would like to acknowledge the support of the "Research & Development" division of UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI in the project: ФП17-ТК-006/ 25.04.2017.

ЛИТЕРАТУРА

[1] https://softuni.bg/blog/what-is-arduino-and-what-can-you-do-with-it#
[2] http://www.rinkydinkelectronics.com/library.php?id=51.
[3] htp://imall.iteadstudio.com/TFT%20LCM/IM-130820001/DS_IM130820001.pdf.
[4] http://www.micropik.com/PDF/dht11.pdf
[5] http://www.micropik.com/PDF/dht11.pdf
[6] https://tkkrlab.nl/wiki/Arduino_KY-026_Flame_sensor_module

ЕЛЕКТРОНЕН МОДУЛ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА РЕВЕРСИВЕН ПОСТОЯННОТОКОВ ЕЛЕКТРОДВИГАТЕЛ

ELECTRONIC DEVICE FOR MANAGEMENT OF REVERSAL DC MOTOR

Снежинка Захариева
Русенски университет „Ангел Кънчев“

Диан Димитров
Русенски университет „Ангел Кънчев“

Snezhinka Zaharieva
UNIVERSITY OF RUSE "ANGEL KANCHEV"

Dian Dimitrov
UNIVERSITY OF RUSE "ANGEL KANCHEV"

Abstract

An electronic module for control of a reverse DC motor is developed and studied. From the simulation and practical results obtained, it can be stated that the developed electronic module has good technical parameters, which can be a widely used device in areas where it is necessary to control low-power DC motors.

The principle electric circuit of electronic device for management of reversal dc motor is based on analog circuitry, which facilitates the relatively affordable price and low power consumption.

Keywords: reversal dc motor; analog circuitry.

ВЪВЕДЕНИЕ

Импулсният модулатор представлява устройство, чрез което може да се регулира и скоростта на постояннотокови електродвигатели. Представената схема може да намери приложение и за контрол на яркостта на автомобилни лампи за задни светлини, както и да регулира маломощни постояннотокови вентилатори (до няколко ампера ток).

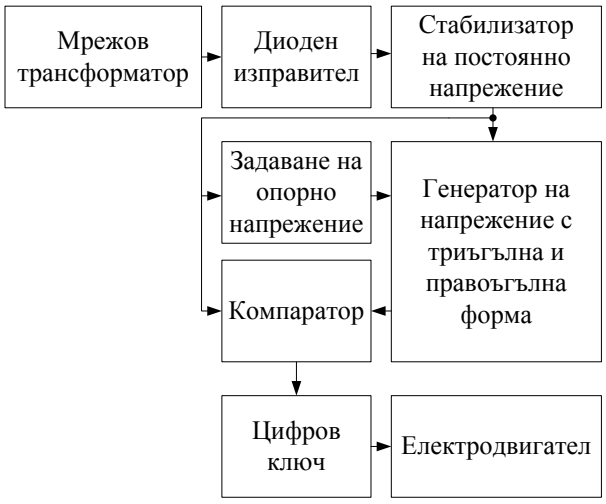
Широчинно импулсния модулатор (ШИМ) генерира сигнали с правоъгълна форма, чиято амплитуда варира от логическа „0“ до логическа „1“, като средното време на този процес е от 0% до 100%. По този начин променливото количество енергия се прехвърля към товара, което води до едно от големите предиства на ШИМ - ефективността.

На ниво от 50%, ШИМ ще използва 50% от пълната мощност, която ще се подаде към товара. Съпротивителният контрол при 50% натоварване, може да консумира около 71% от пълната мощност или иначе казано 50% от мощността отиват към товара, а останалите 21% се губи, в следствие на загряване.

ИЗЛОЖЕНИЕ

На фиг. 1 е показана блоковата схема на електронния модул за управление на постояннотоков електродвигател, която се състои от следните блокове:

- *Мрежов трансформатор* – за нуждите на схемата е използван понижаващ мрежов трансформатор;



Фиг. 1. *Блокова схема на електронен модул за управление на реверсивен постояннотоков двигател*

- *Диоден изправител* – за преобразуване на променливото напрежение в постоянно;

- *Стабилизатор на постоянно напрежение* – за стабилизиране на изходното напрежение;

- *Задаване на опорно напрежение* – за задаване на опорно напрежение на генератора на триъгълно и правоъгълно напрежение;

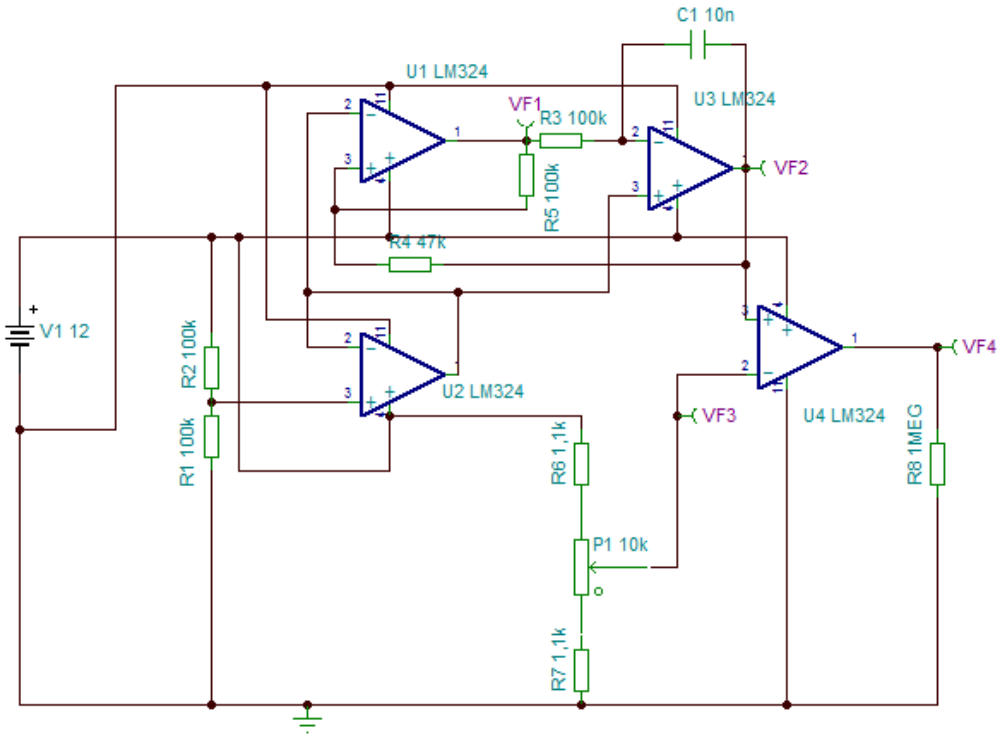
- *Генератор на триъгълно и правоъгълно напрежение* – този блок съдържа интегратор и компаратор с хистерезис, обхванати от ПОВ. Прецизното триъгълно напрежение се получава чрез интегриране на правоъгълното, което се взима от изхода на компаратора и се връща във входа на интегратора;

- *Компаратор* – този блок има за цел да сравнява две непрекъснати входни величини.

- *Цифров ключ* - използва се за буфер между компаратора, който има малък изходен ток и двигателя, който се нуждае от по-голям ток.

- *Електродвигател* – постояннотоковия електродвигател има за цел да преобразува електрическа енергия в кинетична.

На фиг. 2 е показана принципната електрическа схема на електронното устройство за управление на реверсивен постояннотоков електродвигател [1]. Схемата е проектирана и симулационно изследвана с програма TINA-TI V9 на фирмата Texas Instruments [2].



Фиг. 2. *Принципна електрическа схема на електронен модул за управление на реверсивен постояннотоков електродвигател*

Първо е захранването V1, което на принципната електрическа схема не е показано, но за практическата реализация е използван понижаващ трансформатор, диоден изправител и компенсационен стабилизатор на постоянно напрежение LM7812. За филтрация се използват електролитни кондензатори, а за предпазване от високочестотни смущения се включва филтриращ кондензатор 100nF.

Принципното схемно решение на електронното устройство за управление на постояннотоков електродвигател е базироно на интегралната схема LM324 на фирмата Texas Instruments, за която е известно, че съдържа четири операционни усилвателя в корпуса си [3].

Операционният усилвател U2 е свързан в схема на повторител, а чрез резисторния делител на напрежение, образуван от съ-

противленията R1 и R2 се задава опорно напрежение към неинвертиращия му вход. Чрез този повторител се повдига нивото на генератора на триъгълно и правоъгълно напрежение.

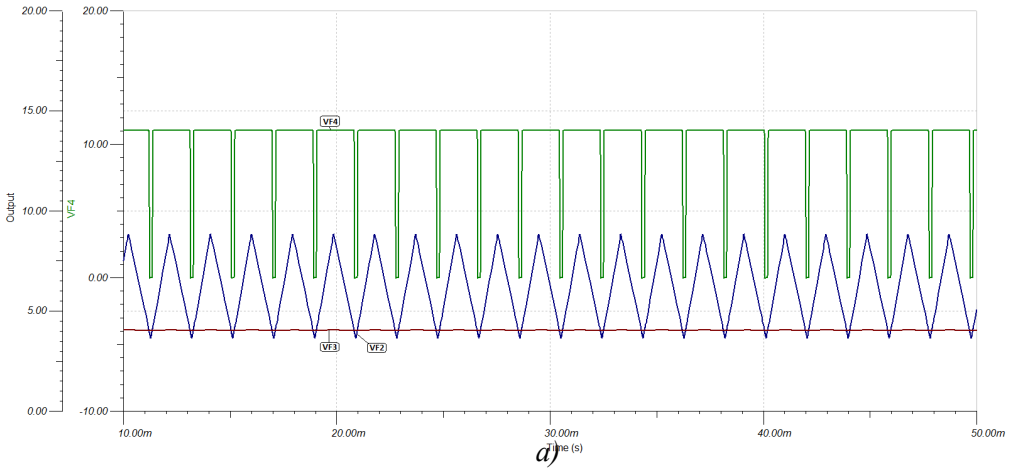
Генераторът на напрежение с триъгълна и правоъгълна форма е реализиран посредством операционните усилватели U1 и U3, като чрез свързаните към тях външни елементи, операционният усилвател U1 работи като компаратор с хистерезис, а U3 работи като интегратор.

Интеграторът се използва за осигуряване на линейно нарастващо и спадащо напрежение на схемата, а компараторът с хистерезис служи за осигуряване на стабилни прагови нива за работа на схемата.

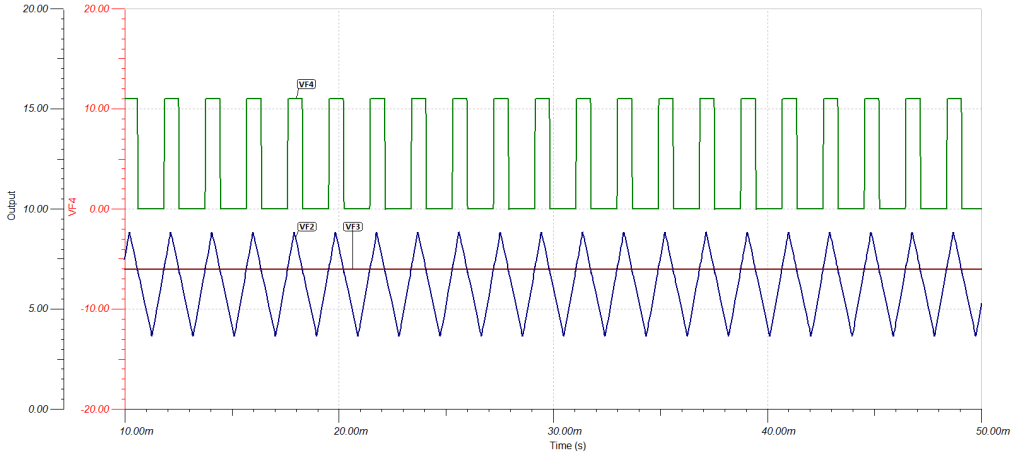
Основната задача на компаратора U4 е да сравнява две напрежения – от генератора на триъгълно напрежение U3 и зададеното опорно напрежение, чрез съпротивленията R6, P1 и R7. Съпротивленията R6 и R7 служат за задаване на минималния и максималния праг на регулиране на скоростта на постояннотоковия електродвигател.

Направено е симулационно изследване на схемата от фиг. 2, като са илюстрирани сигналите в изхода на компаратора с хистерезис VF1, интегратора VF2 и делитеря, чрез който се задава опорно напрежение на компаратора U4 (R6, P1 и R7), VF3. Изходът на цялата схема е VF4 - компараторът U4, който се свързва към цифровия ключ.

На фиг.3а и фиг.3б са показани резултатите от симулационните изследвания при зададени 30% и 60% от максималния обхват на потенциометъра P1.



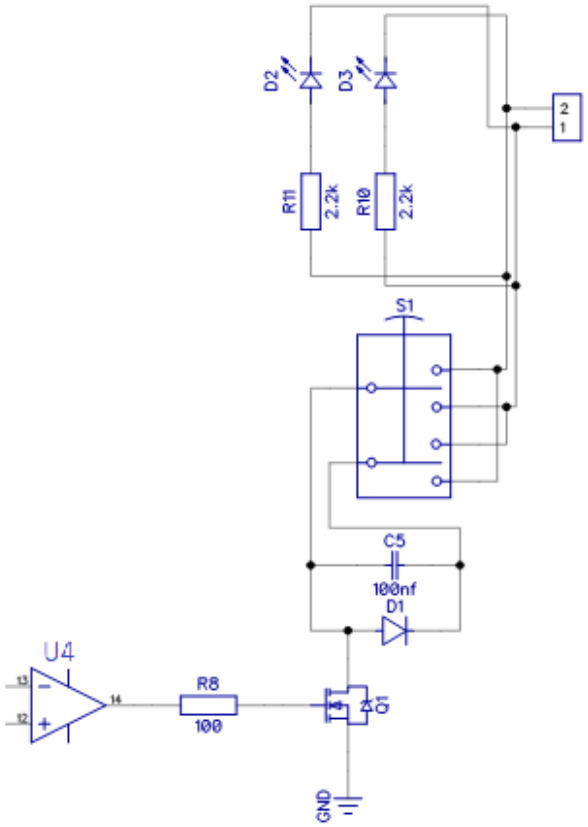
а)



б)

Фиг. 3. *Резултати от проведените симулационни изследвания в изходите на отделните блокове при зададени 30% и 60% от максималния обхват на потенциометъра P1*

Цифровият ключ е реализиран с MOSFET транзистора Q1 и се използва за буфер между компаратора, който има малък изходен ток и електродвигателя, който се нуждае от по-голям ток [4]. На гейта на Q1 постъпва модулирания импул, който превключва товарния ток чрез дрейна. Принципната схема е показана на фиг. 4.



Фиг. 4. *Принципна електрическа схема на цифров ключ*

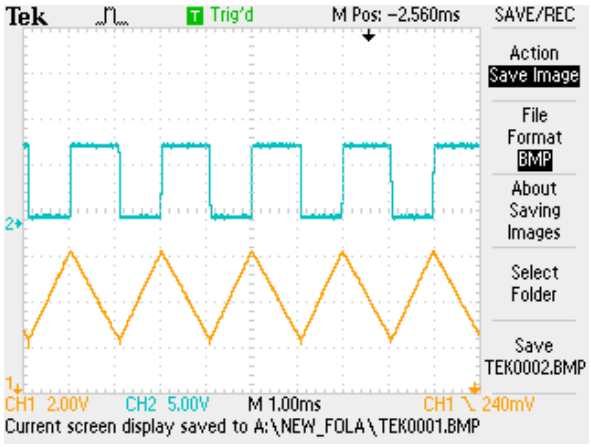
Когато транзистора е включен, това осигурява маса за товара, а когато е изключен, това осигурява виртуална (плаваща) маса за товара. Задължително трябва да се вземат предпазни мерки за да се гарантира, че изводите към товара не са заземени.

Посредством кондензатора C5 поставен непосредствено преди товара, сигналът се изглажда и се премахва радиочестотната интерференция.

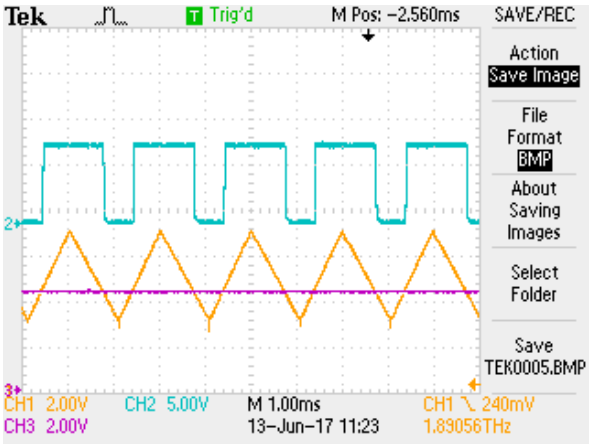
Диодът D1, намалява рискът от обратно напрежение от индуктивния характер на товар (мотор).

Посредством ключа S1 се обръща посоката на въртене на постояннотоковия електродвигател, а чрез светодиодите D2 и D3 процесът се визуализира.

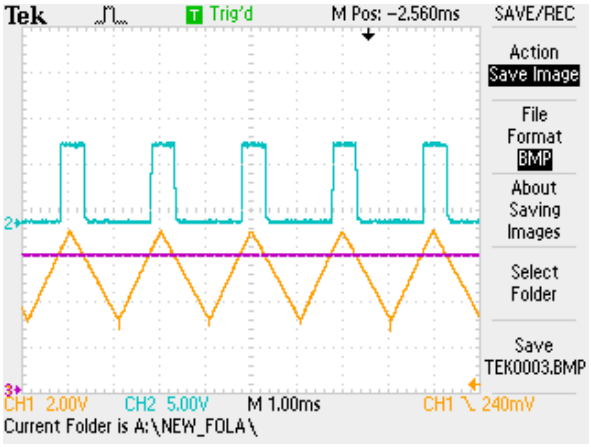
На фиг. 5а, фиг. 5б и фиг. 5в са показани практическите резултати от разработеното електронно устройство за управление на реверсивен постояннотоков двигател, които са направени с четири канален осцилоскоп (Tektronix TDS2014C).



Фиг. 5а. *Изходни сигнали на генератора на триъгълно и правоъгълно напрежение*



Фиг.5б *Изходни сигнали на отделните блокове при при зададени 30% от максималния обхват на потенциометъра P1*



Фиг.5в. *Изходни сигнали на отделните блокове при при зададени 60% от максималния обхват на потенциометъра P1*

Канал 3 визуализира опорното напрежение, което се подава на компаратора в точка VF3 от фиг 2. Потенциометърът е в положение 30% от максималния си обхват.

На фиг. 5в е показано положението на потенциометъра, който е на 60% от максималния си обхват. Вижда се че изходът CH2, точка VF4 се свива, а когато потенциометъра е в 100% положение тя става права (с максимално усилване).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработен и изследван е електронен модул за управление на реверсивен постояннотоков електродвигател

От получените симулационни и практични резултати може да се констатира, че разработеният електронен модул притежава добри технически параметри, с което той може да бъде широко използван уред в области, където е необходимо да се управляват маломощни постояннотокови електродвигатели.

Принципната електрическа схема е базирана на аналоговата схемотехника, което способства за сравнително достъпната цена и ниска консумация на електроенергия.

ЛИТЕРАТУРА

[1] file:///C:/Users/K6R310B1/Downloads/pwmhp75.pdf. – 03.03.2017г.

[2] http://www.ti.com/lit/ug/sbou052a/sbou052a.pdf. - 03.03.2017г.

[3] http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm224-n.pdf. - 03.03.2017г.

[4] http://www.tu-varna.bg/tu-varnaknt/images/tutorials/cir/digitalschemas.pdf - 03.03.2017г.

Изследванията са подкрепени по договор на Русенски университет "Ангел Кънчев"с № BG05M2OP001-2.009-0011-C01, „Подкрепа за развитието на човешките ресурси в областта на научните изследвания и иновации в Русенски университет "Ангел Кънчев", финансиран по Оперативна програма „Наука и образование за интелигентен растеж“ 2014-2020”, съфинансирана от Европейския социален фонд на Европейския съюз“.

ОТВОРЕНИ АПАРАТНИ ПЛАТФОРМИ, БАЗИРАНИ НА МИКРОКОНТРОЛЕРИ

MICROCONTROLLER-BASED OPEN HARDWARE PLATFORMS

Валентина Василева Ранковска
Технически Университет - Габрово

Valentina Rankovska
Technical University of Gabrovo

Abstract

The main features and resources and a general classification of open-source microcontroller hardware are presented in the present paper. They are examined in the scope of their possible application in Microprocessor Circuits and Embedded Systems teaching of the Bachelor degree students in Electronics.

Using them, together with the traditional development systems, starter kits and integrated development environments, increases the interest of the students and therefore the quality of the acquired knowledge and skills.

Keywords: Microcontrollers, Open hardware; Microprocessor circuits teaching.

ВЪВЕДЕНИЕ

В днешно време сме свидетели на бързото развитие на хардуер и софтуер от отворен тип, идея, подкрепяна от много хора, които смятат, че знанието и иновациите трябва да достигат свободно и без ограничения до хората.

Условията, за да бъде хардуерът свободен/ отворен, са той да може свободно да се изучава, модифицира, влага в собствени проекти и редистрибутира. За целта е необходимо да се съпътства от пълна, ясна, достъпна и свободно разпространявана документация (принципни схеми, чертежи на печатни платки, документация на съпътстващ софтуер, производствена технология и др.), която да прави възможни горните процеси. Компании, които поддържат развитието на отворения хардуер в областта на електрониката са например Sparkfun, Adafruit и Seeed Studio.

Тъй като редица проекти от отворен тип са създадени първоначално и основно за учебни и любителски цели (или електронни проекти от типа „Направи си сам“ - Do-It-Yourself - DIY), то тяхното приложение в учебния процес е съвсем естествен процес.

В настоящата работа се разглежда функционални възможности, характеристики и ресурси на отворен хардуер, базиран на микроконтролери, с цел приложението му в учебния процес по дисциплините „Микропроцесорна схемотехника“ и „Вградени микрокомпютърни системи“, включени в учебния плана на студентите от ОКС „Бакалавър“, специалност „Електроника“ на Технически Университет - Габрово.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Характеристики и ресурси на свободен хардуер с микроконтролери

Свободният хардуер с микроконтролери в повечето случаи притежава някои общи характеристики, които улесняват неговото приложение:

- Разполага с всички задължителни компоненти на ядрото на вградена система;
- Предлагат се различни разновидности по отношение на функционални възможности, ресурси и габаритни размери;
- Съществува голямо разнообразие от допълнителни шийлдове и модули, съвместими с различните видове платки.

Като готово ядро на вградена микропроцесорна система в общия случай тези развойни платки съдържат:

- Микроконтролер с достатъчни ресурси за вградена система със средна сложност;
- Осигурен достъп до всички входно-изходни изводи на микроконтролера;
- Различни варианти на стабилизирано захранване – през USB от персонален компютър; от външни източници, с цел автономна работа на системата;
- Тактов генератор;
- Предоставят варианти за вътрешно-схемно серийно програмиране – през USB от ПК и през отделна рейка, предвидена за външен програматор;
- Възможност за начално установяване чрез бутон.

Възможността за програмиране с външен програматор дава свобода на програмиста, който може да използва интегрирана програмна среда за проектиране, с която е свикнал и която има по-широки функционални възможности, отколкото най-често сравнително опростената оригинална среда, като наличието на симулатор, поддръжката на различни програматори и апаратни средства за настройка, например вътрешно-схемен емулатор и др. Такива среди за развойните платки, базирани на контролери на Microchip/Atmel например са AVR Studio и MPLAB.

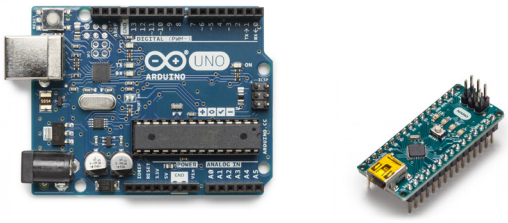
В табл. 1 са обобщени основни характеристики и ресурси на свободен хардуер на базата на микроконтролери, а в табл. 2 част от развойните платки от платформата ChipKIT Embedded Platform на базата на микроконтролери на Microchip Inc, предназначена за обучение [1], [2].

Общи характеристики на изброените свободни платформи са *възможността за програмиране на C/C++*, поддържан от различни интегрирани среди за проектиране и настройка; *поддръжка на различни операционни системи*: Windows, Linux, MAC OS. Повечето от платформите поддържат също *различни методи за програмиране* - USB и вътрешно-схемно (ISP), с изключение на мини-варианти, които нямат допълнителни рейки за външен програматор.

Развойните платки от този тип почти *не разполагат с потребителска периферия* - Arduino Uno има само един светодиод за потребителски цели, PIC32-Pinguino-MX220 - две светодиода и един потребителски бутон и т.н.

Някои от тях позволяват *вътрешо-схемна настройка* чрез вътрешно-схемен емулатор - STM32 Discovery, MSP430, chipKIT Wi-FIRE и др., при което е възможно да се поставят на точки на прекъсване, трасиране на програмата и др.

По отношение на *габаритните размери* някои от развойните платки имат варианти със повече или по-малко сходни ресурси и различни размери, от които можем да избираме. Например да сравним Arduino Uno (68.6mm x 53.4 mm) с Arduino Nano (45mm x 18mm) (фиг. 1) [3] или Olimexino-328 (2.7in x 2.1in) и OLIMEXINO-85-ASM (1.27in x 0.8in) [4], като първите две са дори с един и същи микроконтролер - 8-битовият ATmega328.



Фиг. 1. *Arduino Uno (вляво) и Arduino Nano (вдясно)*

Други, като Teensy, са само в мини варианти - от 1.2 in x 0.7 in при Teensy 2.0 (фиг. 2) до 2.4in x 0.7in при Teensy 3.6 [5].

Фиг. 2. *Teensy 2.0 (вляво)и Teensy 3.6 (вдясно)*

Някои развойни платки са апаратно и програмно съвместими с широко използвани Arduino платки. Например Olimexino-328, STM32 Discovery, Netduino 3 имат същите разширителни съединители

Табл. 1. *Основни характеристики и параметри на платки с отворен хардуер с микроконтролери*

Платка	Arduino Uno	Arduino Mega	Arduino Ethernet	Arduino LilyPad	Netduino 3	Netduino 3 Ethernet
Основни характе-ристики	USB контролер на платката; автоматично превкл. на захранване	USB контролер на платката; автоматично превкл. на захранване	USB контролер на платката; автоматично превкл. на захранване; вграден четец на на microSD карти	USB контролер на платката; автоматично превкл. на захранване; Предназначена главно за монтиране на текстилни детайли (преносима)	USB контролер на платката; автоматично превкл. на захранване; Съвместимост с шилдове за Arduino.	USB контролер на платката; автоматично превкл. на захранване; Вграден 10/100 Mbps Ethernet; Micro SD четец; Съвместимост с шилдове за Arduino.
Процесор	AVR-базиран 8-битов ATmega328	AVR-базиран 8-битов Atmega 2560	AVR-базиран 8-битов ATmega 328	AVR-базиран 8-битов ATmega 168	ARM-базиран 32-битов Cortex-M4	ARM-базиран 32-битов Cortex-M4
Тактова честота	16 MHz	16 MHz	16 MHz	8 MHz	168 Mhz	168 Mhz
Аналогови изводи	6	16	6	6	6	6
Цифрови изводи	14 (6 PWM)	54 (14 PWM)	14 (4 PWM)	14 (6 PWM)	14 (6 PWM)	14 (6 PWM)
Памет	SRAM 2KB; 1KB EEPROM; 32KB Flash;	8KB SRAM; 4KB EEPROM; 256KB Flash	2KB SRAM; 1KB EEPROM; 32KB Flash	1KB SRAM; 512bytes EEPROM; 16KB Flash	164KB RAM; 384KB Flash;	164KB RAM; 1408 KB Flash;
Работно напрежение	5 V	5 V	5 V	2.7 - 5.5 V	3.3 V	3.3 V
Външно захр. напрежение	7 – 12 V	7 – 12 V	7 – 12 V	2.7 - 5.5 V	5 – 12 V	5 – 12 V
Свободна среда/ Език за програ-миране	Arduino IDE; вариант на C/C++	Arduino IDE; вариант на C/C++	Arduino IDE; вариант на C/C++	Arduino IDE; вариант на C/C++	.NET Micro Framework (Visual Studio); C#	.NET Micro Framework (Visual Studio); C#
Приблизи-телна цена	$11	$18	$40	$20	$40	$60

и конфигурация на изводите, както Arduino Uno. При проектиране с Arduino, Olimexino-328 и Teensy може да се използва една и съща програмна среда - Arduino IDE.

Развойните платки на различните производители се отличават по различни свои характеристики.

Така например развойните платки на Olimex имат възможност за работа при свръх ниска консумация от порядъка на няколко uA, което е допълнително предимство при проектиране на устройства с батерийно захранване.

При Olimexino-328 е заложена възможност за лесна смяна на кварцовия кристал и оттам на тактовата честота на микроконтролера. Тя е проектирана за работа в температурен диапазон за индустриални приложения - -25+85°C. Има възможност за захранване от различни източници: батерия, външен източник и USB. Има също така вграден модул за автоматично зареждане на литиево-йонна батерия, както и отделен стабилизатор на напрежение за аналоговата част.

Развойната платка SimpleLink MSP-EXP432P401R LaunchPad на TexasInstruments [6] поддържа освен няколко „традиционни“ свободни среди за проектиране, като Eclipse базираната Code Composer Studio IDE, IAR Embedded Workbench IDE и Keil µVision IDE, също и онлайн облачна среда CCS Cloud IDE.

В зависимост от наличните ресурси микроконтролерно базираните свободни развойни платки могат да се разделят на:

- *Базови*

Тъй като идеята за подобни свободни апаратни платформи включва изискването за простота, достъпност, ниска цена, гъвкавост, то една част от тях не съдържат почти никакви допълнителни блокове, освен основните, изброени по-горе. Такива са например повечето от Arduino платките, Pinguino, Teensy и др. Поради това е необходимо те да могат допълнително да се „окомплектоват“ със съвместими модули и шийлдове с най-разнообразно приложение - сензорни модули, драйвери за управление на различни видове и брой електромотори, комуникационни модули за различни безжични и мрежови интерфейси,

Табл. 1. *(Продължение)*

Платка	Olimexino-328	PIC32-Pinguino-MX220	PIC32-Pinguino-OTG	MSP430 MSP432P401R LaunchPad	STM32L4 Discovery kit IoT node	Teensy++ 2.0	Teensy++ 3.1
Основни характеристики	USB контролер на платката; автоматично превкл. на захранване	Автоматично превкл. на захранване; Съвместимост с шилдове за Arduino; допълнителен UEXT конектор;	Автоматично превкл. на захранване; допълнителен UEXT конектор; RTC; четец на микро-SD карти	Вграден емулатор за прог. и настройка; Облачна технология за настройка; FreeRTOS	*	Мини-размер	Мини-размер
Микро-контролер	AVR -базиран 8-битов ATmega328	MIPS32 M4K -базиран 32-битов PIC32MX220F 032D	MIPS32 M4K -базиран 32-битов PIC32MX440F 256H	32-битов ARM Cortex M4F MSP432P401R	32-битов ARM Cortex-M4 STM32L4	AVR - базиран 8-битов AT90USB1286	32 bit ARM Cortex-M4 MK20DX256
Тактова честота	16 MHz с възможност за промяна	40 MHz	80 MHz	48 MHz	80 MHz	48 MHz	72 MHz
Аналогови изводи	6	6	6	8	6	8	21
Цифрови изводи	14 (6 PWM)	32	14 (6 PWM)	35 (5 PWM)	14 (6 PWM)	46 (9 PWM)	34 (12 PWM)
Памет	2KB SRAM; 32KB Flash;	8KB SRAM; 32KB Flash	32KB SRAM; 256KB Flash	256KB Flash, 64KB RAM	1 MB Flash; 128 KB RAM	131072 Flash; 2 KB EPROM; 16384 RAM	262144 Flash; 2 KB EPROM; 65KB RAM
Работно напрежение	3.3 или 5 V	3.6 V- 5.5 V	3.3 или 5 V	5 V	3.3 V	3.3 V	3.3 V (допустимо 5 V)
Външно захр. напрежение	9 – 30 V	7 - 12 V	9 – 30 V	5 V	5 V или 7 - 12 V	-	-
Свободна среда/ Език за програмиране	Arduino IDE с допълнителни драйвери; C/C++	Pinguino IDE; C/C++	Pinguino IDE; C/C++	Eclipse-базирана Code Composer Studio IDE, IAR Embedded Workbench IDE, Keil µVision IDE, CCS Cloud IDE	IAR, Keil, GCC-базирани IDE, ARM mbed.	Arduino IDE с допълнит. приставка - Teensyduino; C/C++	Arduino IDE с допълнит. приставка - Teensyduino; C/C++
Приблизителна цена	€22	€10	€22	€13	£42	$24	$20

* *в текста*

индикаторни модули и такива за въвеждане на информация и др. (фиг. 3).

Фиг. 3. *Шийлдове за Ардуино Уно*

- *С разширени функции*

Други развойни платки съдържат, освен изброените основни блокове, специални блокове, които разширяват техните функционални възможности.

Например STM32 Discovery на STMicroelectronics включва Bluetooth V4.1 модул; Sub-GHz (868 или 915 MHz) RF модул; Wi-Fi модул (802.11 b/g/n); NFC; два цифрови микрофона; капацитивен цифров сензор за относителна влажност и температура; 3-аксиален магнитометър; 3D акселерометър и 3D жироскоп; цифров барометър 260-1260 hPa; вграден дебъгер/ програматор и др.

Платката разполага с разширителни съединители, съвместими с Arduino Uno v3 и PMOD.

При проектиране могат да се използват няколко свободни програмни среди: IAR™ IDE, Keil® IDE, GCC-базирана IDE, ARM® mbed Enabled™.

В зависимост от предназначението си развойните платки са:

Табл. 2. *Част от развойните платформи chipKIT® Development Platform (Inspired by Arduino™) на Microchip Inc.*

Платка	Произво-дител	Микроконтролер	Такт. честота	Flash/ RAM	Циф-рови / анало-гови IO	Захр./ раб. напре-жение	Прибл-изит. цена	Други характеристики
chipKIT Pi	Element 14	PIC32MX250F128B	40MHz	128kB/ 32kB	19/ 4		€20	Raspberry Pi Addon
CUI32Stem	SeeedStudio	PIC32MX795F512H	80MHz	512kB/ 128kB	46/16	3.3 или 5V	$30	със StickOS
chipKIT Lenny	Majenko Technologies	PIC32MX270F256D	40MHz	256kB/ 64kB	27/6	6.5 - 12V/ 3.3V	£19	Arduino Leonardo-съвместим
chipKIT uC32	Digilent Inc	PIC32M340F512H	80MHz	512kB/ 32kB	42/12 (5 PWM)	7V - 15V/ 3.3V	$35	
Quick240	PONTECH	PIC32MX795F512L	80MHz	512kB/ 128kB	87/16	24 V/ 3.3V или 5V	-	Ethernet, DIN Rail, четец на SD карти; за индустриална автоматизация за замяна на ПЛК
chipKIT Wi-FIRE	Digilent Inc	PIC32MZ2048ECG	200MHz	2MB/ 512kB	43/12	3.3 V	$79	MRF24WG0MA WiFi, USB OTG, SD
WF32	Digilent Inc	PIC32MX795F512L	80MHz	512kB/ 128kB	43/12 (5 PWM)	3.3 V	$70	MRF24WG0MA WiFi, USB OTG, SD
chipKIT Cmod MX1	Digilent Inc	PIC32MX150F128D	50MHz	128kB/ 32kB	33/13	5 - 12V/ 3.3V	$30	Рейки за Breadboard

- *С общо предназначение*

В тази група влизат дадените по-горе платформи с базови и разширени функции, макар че подобно разделение е до известна степен условно, доколкото всички те могат да влизат в по-сложни конфигурации в зависимост от приложението им.

- *Специализирани*

В тази категория могат да се поставят развойни платформи, предназначени за конкретни приложения.

Такива са например Arduino Ethernet Rev3 с вграден W5100 TCP/IP контролер, Netduino 3 Ethernet, която има вграден 10/100Mbs Ethernet контролер, Netduino 3 WiFi, която има 802.11b/g/n с SSL/TLS 1.2 поддръжка, и др.

STM32L4 Discovery Kit IoT Node също може да бъде поставена и в тази група, тъй като при нея, освен всички други налични ресурси, е осигурена също директна връзка към облачни услуги, което позволява тя с лекота да бъде използвана в IoT приложения.

Arduino Industrial 101 [3], проектирана специално с малък форм-фактор, е предназначена за вграждане в индустриални приложения и включва WiFi 802.11 b/g/n 2.4 GHz и 802.3 10/100 Mbit/s Ethernet (фиг. 4).

Фиг. 4. *Arduino Industrial 101*

Предимства на приложението на свободни апаратни платформи в учебния процес

Тъй като в повечето случаи са създадени за DIY проекти и учебни цели (каквато е например Arduino платформата), те са подходящи за процеса на обучение в областта на електрониката и микропроцесорните системи по няколко причини: При наличието на голямо разнообразие от модули и шийлдове и използване на бредборд прототипни платки те лесно се конфигурират за

късо време до различни завършени учебни проекти с конкретно приложение. По този начин студентите не губят интерес към учебния процес, както при използването само на фирмени развойни системи с универсално предназначение, при които често пъти е необходимо много време и екипна работа за завършване на даден проект.

Обикновено за проектирането на програмното осигуряване е налична за използване опростена среда с минимален брой функции (например Arduino IDE), наред с по-сложните такива. Това позволява на студентите да навлезят по-лесно в програмирането на реални обекти, като оценят резултатите от труда си веднага, в рамките на едно лабораторно упражнение. При Arduino платките например това се подпомага и от факта, че поради широкото му разпространение, са налични и се развиват непрекъснато множество библиотечни функции за обслужване на различни периферни устройства, което допълнително облекчава процеса на програмиране.

Развойните платки от отворен тип са евтини, достъпни, работят със софтуер с отворен код, което насърчава студентите да ги използват за собствени проекти вкъщи.

Използването им в учебния процес не изключва приложението на традиционните апаратни и програмни средства, тъй като последните от своя страна позволяват изследването на работата на процесора и апаратните блокове на микроконтролера или вградената система на най-ниско ниво и с възможностите, които предоставя Асемблерният език.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В доклада са представени основни функционални възможности, характеристики и ресурси и обобщена класификация на апаратни развойни платки с микроконтролери от отворен тип. Те са разгледани в контекста на приложението им в обучението по „Микропроцесорна схемотехника“ и „Вградени микрокомпютърни системи“ на студентите от ОКС „Бакалавър“, специалност „Електроника“ на ТУ - Габрово.

Използването им, заедно с традиционните китове за начинаещи, развойни системи и макети, повишава интереса на студентите към учебния процес и оттам качеството на усвояваните знания и умения по дисциплините.

REFERENCE

[1] http://www.microchip.com/search/searchapp/searchparts.aspx?q=chipkit&id=3
[2] http://chipkit.net/
[3] https://www.arduino.cc/en/Main/Products
[4] https://www.olimex.com/Products/Duino/open-source-hardware
[5] https://www.pjrc.com/teensy/
[6] http://www.ti.com/tool/msp-exp432p401r

ПОДХОДИ ЗА БЪРЗ ЗАРЯД НА БАТЕРИИ ЗА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ

APPROACHES FOR FAST CHARGING OF ELECTRIC VEHICLE BATTERIES

Stoyan Vuchev
Technical University of Sofia, Bulgaria

Dimitar Arnaudov
Technical University of Sofia, Bulgaria

Abstract

The following paperwork presents results from research of different approaches for charging of electric vehicle batteries. Latest tendencies and general problems with the plug-in electric vehicles are overviewed, main battery parameters and options for battery charging are discussed. Standards for fast charging are considered. Approaches for fast DC charging based on modular system realization are proposed. Simulation examinations for verification of the proposed system topologies are carried out. Basic dependencies of the investigated modular converters are obtained.

Keywords: Electric Vehicles, Fast Charging, Modular Systems, Resonant Converters.

INTRODUCTION

Electric vehicles (EVs) become more and more popular nowadays due to the decrease in the battery prices. Moreover, governments and local authorities offer different grants and preferences for buying an EV.

Fig. 1 presents the global sales of plug-in electric vehicles (PEV) in the recent years [1]. It can be seen that nowadays the PEV market share is only about 1% but it quickly rises. According to a recent research [2], by 2040 this share is expected to reach about 35% of all new vehicle sales (fig. 2) due to the expectations that by 2022 EVs will cost the same as their internal-combustion counterparts.

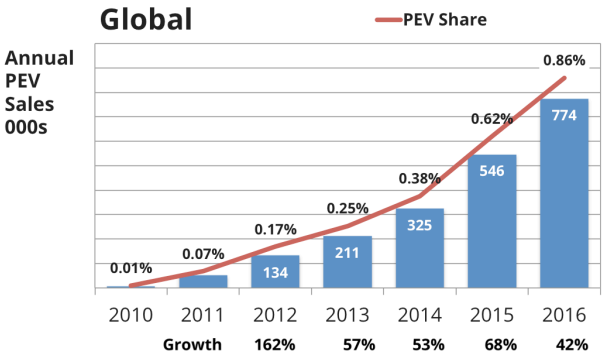


Fig. 1. *Global PEV sales and PEV share in the recent years [1].*

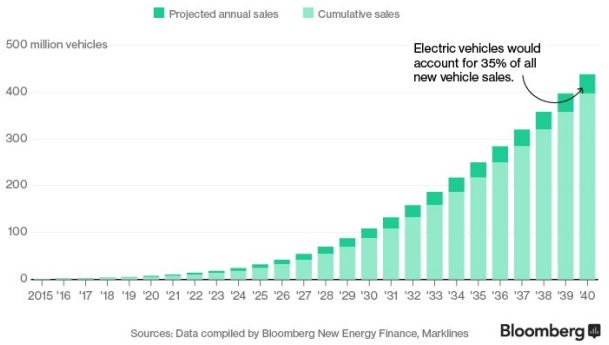


Fig. 2. *EV sales projections by 2040 [2].*

Still, a major drawback is the limited travel range due to the small battery capacity in most of the modern EVs, which makes them more suitable for short-distance transportation. A possible solution to this problem is the fast charging option allowed by the lithium battery technology [3, 4]. However, fast charging requires significant currents to be applied, which is a challenge to the power electronic converters. High efficiency, galvanic isolation and proper grid parameters are often necessary.

The following paperwork considers modular DC-DC converters for fast charging of EV batteries. Topologies with parallel and series load connection of the modules are investigated. Results from computer simulations are used for verification and comparison between the examined circuits.

PEV BATTERIES AND CHARGING STATIONS

Table 1 presents main battery parameters of some of the most common EVs [5]. It also provides information for the cars estimated driving range with respect either to the United States *Environmental Protection Agency (EPA)* standards or to the *New European Driving Cycle (NEDC)* standard. Additional data about the different opportunities for charging and the estimated complete charge times are presented as well (specificities and limitations are presented in italics).

From Table 1, it can be seen that the average estimated EV driving range (excluding Tesla cars as an exception) is about 150 km compared to the average 800-1000 km driving range of the internal-combustion cars. Due to road and traffic specificities, the real driving range is usually shorter, and driving with higher speed additionally shortens it.

Using an AC charger for home applications, the average time for complete battery charge is about 6-7 hours with 3.6kW (~230V/16A) or 4-5 hours with 7kW (~230V/32A) power. Higher power is not usually applied for domestic uses, and some of the EVs do not implement more powerful on-board AC chargers.

Thus, in order to significantly reduce the complete charge time, fast charging methods are necessary. Most of the modern EVs support fast charging according to one or more standards the most common of which are as follows:

- ***IEC 62196 Type 2*** – commonly referred to as *Mennekes* after the name of the company proposing it. It is originally specified for EV charging at 3 ÷ 120kW single-phase AC, three-phase AC or DC [6]. The most common fast AC chargers implement 43kW power at three-phase 63A supply. The DC charging option after a slight connector modification is known as *CCS*.
- ***CCS*** – an abbreviation of "Combined Charging System", also known as *Combo2* [7]. This DC charging standard enables EV charging with up to 150kW. The most common car chargers implement 50kW power at nominal current about 120A.
- ***CHAdeMO*** – an abbreviation of "CHArge de MOve". This is a DC charging protocol currently enabling EV charging with power from 6 to 200kW via a special connector [8, 9]. The most

EV Model	Battery Capacity [kWh]	Nominal Battery Voltage [V]	Range [km]	Complete Charge Time [h]					
				~230V 3.6kW	~230V 7kW	~400V 43kW	CHAdeMO DC 20-50kW	CCS DC 20-50kW	TESLA DC 90-120kW
Chevy Spark EV	23	400	132 *EPA*	7 *3.3kW*	7 *3.3kW*	---	---	45 min *100%*	---
Fiat 500e	24	364	140 *EPA*	6.5	3.5 *6.6kW*	---	---	---	---
Ford Focus EV	23	318	160 *NEDC*	6.5	3.5 *6.6kW*	---	---	---	---
Kia Soul EV	27	375	212 *NEDC*	7.5	4 *6.6kW*	---	33 min *80%*	---	---
Mitsubishi-i-MiEV	16	325	160 *NEDC*	5 *3.3kW*	5 *3.3kW*	---	20 min *80%*	---	---
Nissan LEAF	24	360	100 *NEDC*	6.5	3.5 *6.6kW*	---	30 min *80%*	---	---
Renault Zoe	22	400	210 *NEDC*	7 ÷ 9	3	0.5 *80%*	---	---	---
Smart Electric	17.6	344	109 *EPA*	5.5 *3.3kW*	5.5 *3.3kW*	1 *22kW*	---	---	---
Tesla S 60	60	---	408 *NEDC*	16.5	8	---	---	---	30 min *80%*
Toyota Rav4 EV	41.8	386	166 *EPA*	11.5	5.5	---	45 min *80%*	---	---

Table 1. *Main battery and charging parameters and travel range of some of the most common EVs [5].*

common car chargers implement 50kW power and nominal values of 500V and 125A. CAN communication between the car and the charger is used to control the charging process.

- ***Tesla Supercharger*** – another slight modification of the *IEC 62196 Type 2* connector for the European market. This DC standard enables EV charging with up to 120kW at 480V [10] but is supported only by Tesla cars.

From the presented overview of the most common fast DC charging standards, it can be seen that most of them consider similar output power. Thus, a single converter can be implemented in a charging station providing more than one charging standard. Therefore, many EV chargers nowadays support more than one standard for fast charging [11, 12].

MODULAR SYSTEM APPROACH

When higher output power is required, a proper solution is the use of complex converter systems based on modular principle. Four different modular topologies may be realized with respect to the connections to the load and to the power supply (either in series or in parallel), each of them providing different benefits:

- ***IPOP*** – input-parallel-output-parallel
- ***ISOP*** – input-series-output-parallel
- ***ISOS*** – input-series-output-series
- ***IPOS*** – input-parallel-output-series

Fig. 3 presents visualization of these four modular topologies. A detailed overview of such connections is provided in [13] for DC-DC converters. They can be implemented in different applications [14, 15].

The four topologies are also possible for any other types of converters and converter modules with the frequencies and the phases of the AC sides taken into consideration. They can be implemented for realization of either the whole converter system or only a specific part of it. Moreover, any combination of them can be used within a single converter system.

DC BUS REALIZATION

According to the presented in Table 1 battery parameters and the considered

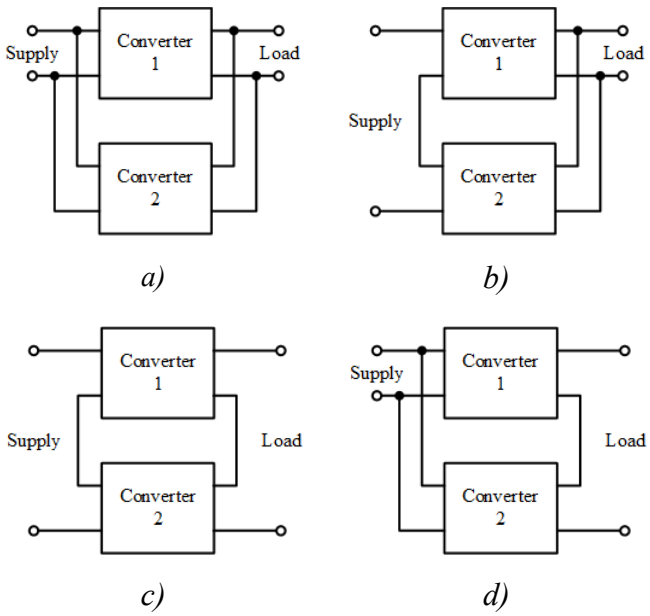


Fig. 3. *Possible modular connections with respect to the load and to the power supply: a) IPOP; b) ISOP; c) ISOS; d) IPOS.*

standards, a converter for fast charging must be able to operate at output voltage up to 500V and output power up to several tens of kW. Thus, the circuit must also withstand operation at significantly large charging currents (up to and even over 100A).

In order to provide such output parameters and to optimize the overall converter operation, a modular approach is proposed for the realization of its output DC Bus. The topology consists of several identical modules connected to the load either in series (providing higher output voltage) or in parallel (providing higher output current). As the maximum output voltage is not expected to exceed the common power devices maximum allowable values, a parallel connection to the load is more appropriate. Nevertheless, both the connections are investigated in the paper. The power supply connection is not considered as it depends mainly on the source of supply.

Fig. 4 presents the proposed converter topologies. It can be observed that current sources are used to supply the load, which is very convenient for realization of a constant-current charging process. This is the most common operating mode used for charging up to at least 80% of the overall battery capacity.

The current sources have a sinusoidal output and are realized on the base of resonant inverters with soft switching. A suitable circuit [16] of such converter is presented in fig. 5.

The proposed topology implements a high-frequency transformer for galvanic isolation.

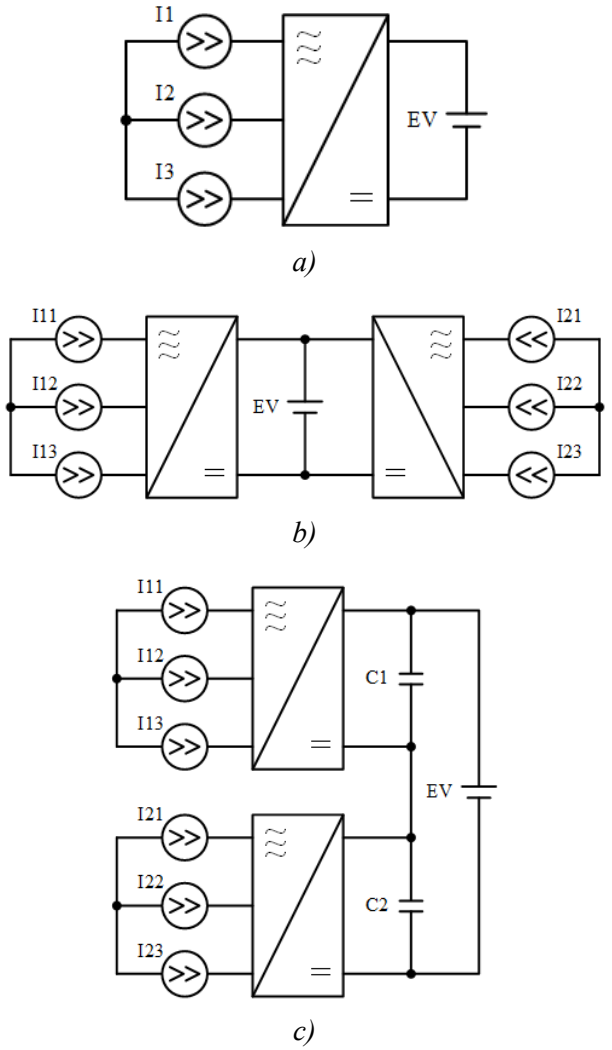


Fig. 4. *Examined converter topologies: a) basic converter module; b) parallel load connection; c) series load connection.*

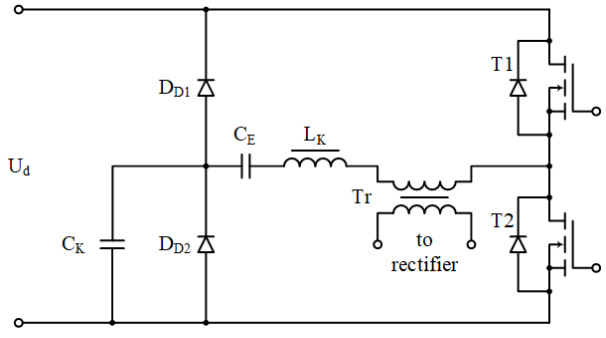


Fig. 5. *Circuit of a soft switching resonant inverter proposed for realization of the current sources.*

A specificity in the series load connection topology is the use of output filter capacitors as current sources are not suitable for direct series connection. The filter capacitors transform the outputs into voltage sources providing the opportunity for direct series connection.

SIMULATION RESULTS

In order to examine the behavior of the presented in fig. 4 proposed converter topologies, computer simulations are carried out. For this purpose, models of the investigated circuits are developed in the software environment of LTspice. Three-phase bridge topology is used for realization of the rectifiers.

Fig. 6 presents waveforms of the basic module output and rectifier diode currents. A specificity in the rectifier operation is the simultaneous conduction of two diodes from one and the same group (anode or cathode) during parts of the half wave period.

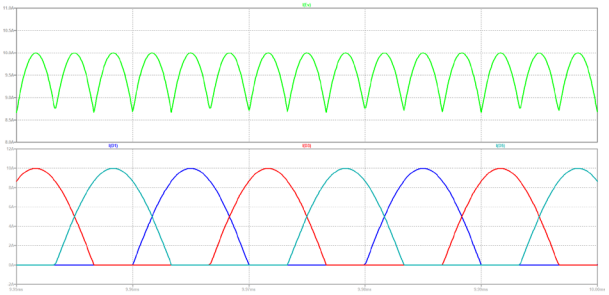


Fig. 6. *Waveforms of output and rectifier currents (basic converter module).*

Fig. 7 presents waveforms of the parallel load connection output and rectifier diode currents. Similar waveforms can be obtained for different phase shifts between the current sources of the two converter modules. Fig. 8 presents waveforms obtained for a 60-degree phase shift.

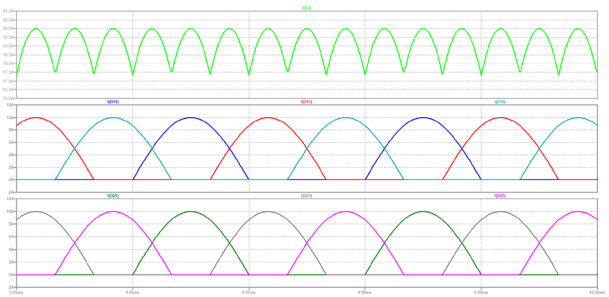


Fig. 7. *Waveforms of output and rectifier currents (parallel load connection).*

Fig. 9 presents waveforms of the series load connection output and rectifier diode currents.

Analogically, similar waveforms can be obtained for different phase shifts between the current sources of the two converter modules. Fig. 10 presents waveforms obtained for a 60-degree phase shift.

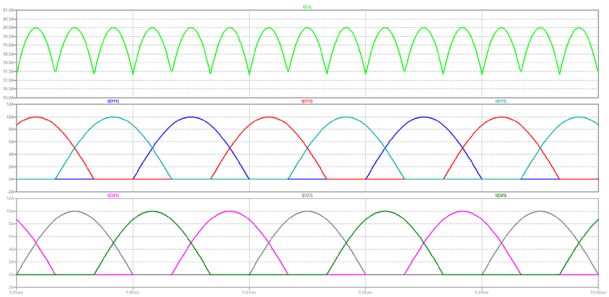


Fig. 8. *Waveforms of output and rectifier currents (parallel load connection, 60-degree phase shift).*

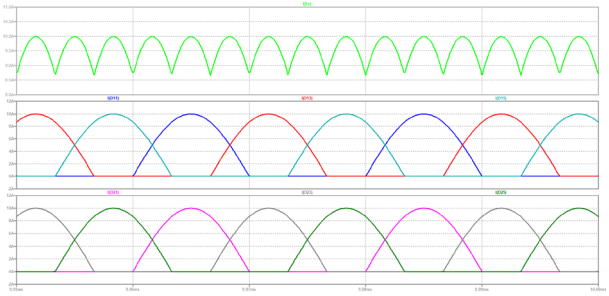


Fig. 9. *Waveforms of output and rectifier currents (series load connection).*

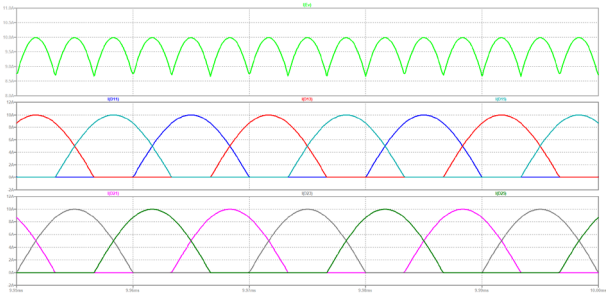


Fig. 10. *Waveforms of output and rectifier currents (series load connection, 60-degree phase shift).*

Equation (1) presents the basic module (fig. 4a) average output current value of as function of the maximum current source values:

$$I_{EV,AVE} = \frac{3}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} I_{MAX}\cos\Theta d\Theta = \frac{3}{\pi} I_{MAX} \qquad (1)$$

where $I_{EV,AVE}$ is the average value of the rectified output current and I_{MAX} is the maximum value of the sinusoidal source currents.

When two converter modules operate in parallel to the load (fig. 4b), the average output current value is obtained according to equation (2):

$$I_{EV,AVE} = I_{EV1,AVE} + I_{EV2,AVE} = \\ = \frac{3}{\pi}\left(I_{1,MAX} + I_{2,MAX}\right) \qquad (2)$$

where $I_{1,MAX}$ and $I_{2,MAX}$ are the maximum values of the two converters input current sources. Varying one or both of these two values, different charging currents can be obtained.

Fig. 11 presents the average output current $I_{EV,AVEr}$ as function of the maximum current source value $I_{2,MAXr}$. Both currents are normalized to the nominal maximum input current value $I_{2,MAX}$.

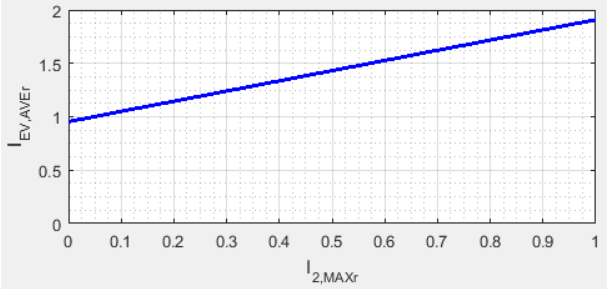


Fig. 11. *Average output current as function of the maximum input current $I_{2,MAX}$.*

Fig. 12 presents the peak-to-peak output current ripple $\Delta I_{EV,P\text{-}Pr}$ as function of the maximum current source value $I_{2,MAXr}$. Both currents are normalized to the nominal maximum input current value $I_{2,MAX}$.

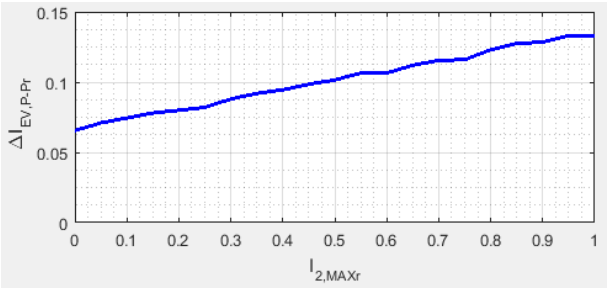


Fig. 12. *Output current ripple (peak to peak) as function of the maximum input current $I_{2,MAX}$.*

Fig. 13 presents the peak-to-peak output current ripple $\Delta I_{EV,P\text{-}Pr}$ as function of the phase shift φ between the sources of the two converter modules. The current is normalized to the nominal maximum input current value $I_{2,MAX}$.

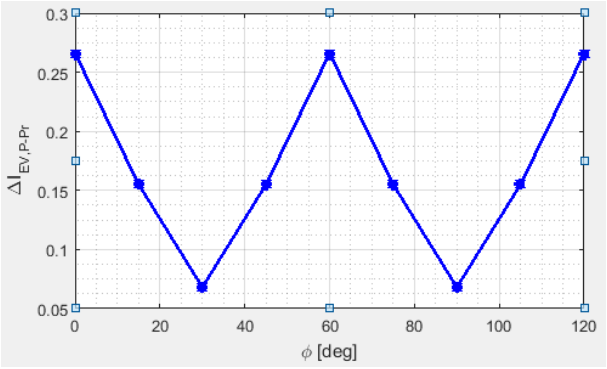


Fig. 13. *Output current ripple (peak to peak) as function of the phase shift.*

CONCLUSION

For realization of a fast DC charging station, parallel load connection is suitable. The connected in parallel modules consist of high-frequency current sources and three-phase rectifiers. The parallel load connection allows control of the charging current by variation of one or both converters current source values.

With variation of one of the converters current source values, the output current peak-to-peak ripple varies. It also depends on the phase shift between the sources of the two converter modules, having minimum values at phase-shift angles of 30 and 90 degrees.

Different types of resonant inverters can be used for current sources in the proposed topologies. As the maximum current value of these converters significantly depends on the load impedance and the resonant tank quality factor, it is recommended resonant inverters with improved output characteristics such as the proposed one (fig. 5) to be used.

ACKNOWLEDGEMENTS

The carried out research is realized in the frames of the project "Model based design of power electronic devices with guaranteed parameters", ДН07/06/15.12.2016, Bulgarian National Scientific Fund.

REFERENCES

[1] Shanan, Z., *Tesla Model S & Nissan LEAF Clocked As World's Best-Selling Electric Cars In 2016*, Clean Technica, Feb. 4, 2017, cleantechnica.com.

[2] Randall, T., *Here's How Electric Cars Will Cause the Next Oil Crisis*, Bloomberg, Feb. 25, 2016, bloomberg.com.

[3] Yoshio, M., A. Kozawa, R. J. Brodd, *Lithium-ion batteries. Science and technologies*, Springer, 2013.

[4] Hannan, M. A., M. S. H. Lipu, A. Hussain, A. Mohamed, *A review of lithium-ion battery state of charge estimation and management system in electric vehicle applications: Challenges and recommendations*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 78, Oct. 2017, pp. 834-854.

[5] Guinn, S., *Level 1 vs Level 2 EV charging*, ClipperCreek, Feb. 9, 2017, clippercreek.com.

[6] Type 2 connector – https://en.wikipedia.org/wiki/Type_2_connector.

[7] Combined Charging System – https://en.wikipedia.org/wiki/Combined_Charging_System.

[8] CHAdeMO – https://en.wikipedia.org/wiki/CHAdeMO.

[9] CHAdeMO, *Technology Overview* – http://www.chademo.com/technology/technology-overview/.

[10] Tesla Supercharger – https://en.wikipedia.org/wiki/Tesla_Supercharger.

[11] ABB, *Terra 53 multi-standard DC charging station*, Product Leaflet, 2016.

[12] Schneider Electric, *EVlink DC Level 3 Networked Pedestal 50kW Dual Vehicle Fast Charging Station*, EVDC48050CHACCS Product Datasheet, Oct. 10, 2017.

[13] Chub, A., O. Husev, D. Vinnikov, *Input-Parallel Output-Series Connection of Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converters*, Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), June 11-13, 2014, pp. 277-284.

[14] Park, K., Z. Chen, *Analysis and Design of a Parallel-Connected Single Active Bridge DC-DC Converter for High-Power Wind Farm Applications*, 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Sept. 2-6, 2013.

[15] Hayashi, Y., M. Mino, *Series-Parallel Connected 10W/cm^3 DC-DC Converter for Advanced High-Density Converter Design*, 33rd IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Oct. 9-13, 2011.

[16] Vuchev, S., D. Arnaudov, N. Hinov, *Comparative Analysis of Resonant Converters for Energy Storage Systems*, 21st International Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers, July 14-17, 2017.

STUDYING THE POTENTIAL OF THE ICE TO ELECTRIC POWER PROPULSION CONVERSION FOR LIGHT VEHICLES

Radko Stoyanov Stoyanov
Technical University of Varna

Marin Slavov Marinov
Technical University of Varna

Abstract

This paper studies the potential of internal combustion engine to electric powertrain propulsion conversion for ultralight electric vehicles. When a vehicle is produced a large amount of energy is used therefore the vehicle needs to last a long period of time so the cycle is efficient. However, sometimes there is significant engine, fuel or ignition system failure and it is simply not worth it to repair that car even though the cassis is still in excellent condition. With the development of the electric vehicles during the last decade there is a more efficient approach, namely the ICE to electric propulsion conversion. This paper aims at determining until which point in the life span of the vehicle a conversion is effective solution.

Keywords: ultralight electric vehicles, electric powertrain, ICE to electric propulsion conversion, life span of a vehicle, life cycle efficiency of a vehicle.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОТЕНЦИАЛА ЗА ПРЕРАБОТВАНЕ НА ЛЕКИ АВТОМОБИЛИ ОТ ЗАДВИЖВАНЕ С ДВГ КЪМ ЕЛЕКТРИЧЕСКО

Радко Стоянов Стоянов
Технически Университет Варна

Марин Славов Маринов
Технически Университет Варна

Резюме

Този доклад изследва потенциала за преработване на леки превозни средства от задвижване с ДВГ към електрическо задвижване. При производството на едно транспортно средство се изразходва голямо количество енергия. За да бъде ефективен този процес това превозно средство трябва да бъде в експлоатация дълъг период от време. В някои случай при автомобилите има съществени повреди по двигателя, запалителната или горивната системи и не е рентабилно този автомобил да се ремонтира въпреки, че шасито е в отлично състояние. Развитието на електрическите транспортни средства през последното десетилетие предлага ново решение на този проблем, а именно преработването на тези автомобили в електрически. Този доклад цели да установи до кой момент от живота на транспортните средства този процес ефективен.

Ключови думи: свръх-леки електромобили, електрическо задвижване, преработване на ДВГ към електрическо задвижване, продължителност на живота на автомобилите, ефективност на жизнения цикъл на автомобилите.

INTRODUCTION

On 15th of July 2007 Lewis Pugh did the first swim across the Geographic North Pole [1] an area that has been frozen in about 2.7 million years [2]. Ten years latter instead of taking strict measures the situation gets worse and the ice continues to melt. The scientist have evaluated that if the current trend continues there would be no ice at the North pole in September 2022, according to Fig. 1 [3].

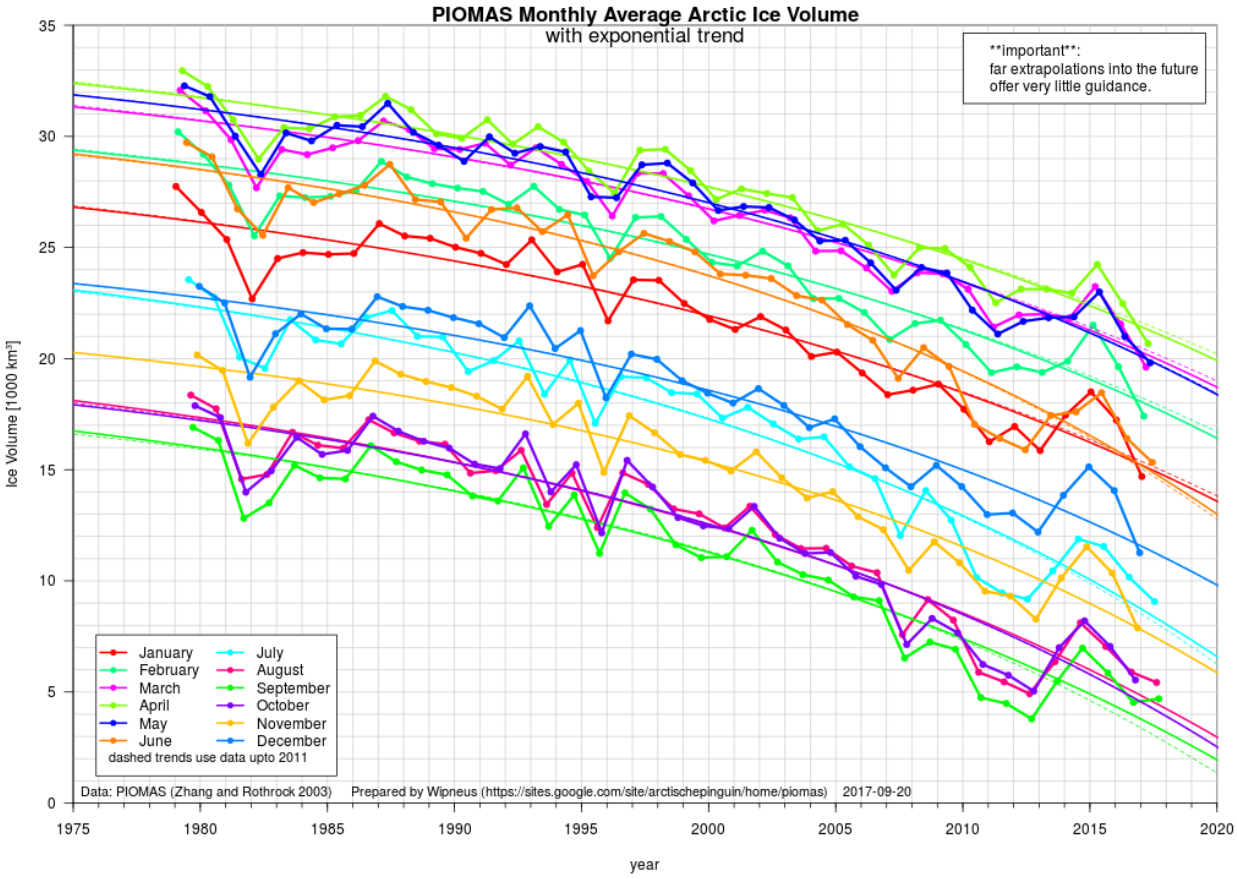


Fig. 1. *Average Arctic ice volume through the years*

However, we do not have 5 years to see if they are correct but somehow we would manage, we have already wasted 10 years what are five more. And what then? Well it is not exactly rocket science, if there is no ice 60 % of the sunlight is not reflected and heats the water. As a result the ice continues to melt and there is no ice at the pole during half the year (as late as 2032), so the water continues to heat up. Moreover, parallel to this process Greenland continues to melt more rapidly. As a result Antarctica can not compensate the ice loss and if that trend continues it would start melting at the same rate. If only Greenland melts a 7 m rice in the ocean level is expected, if Antarctica melts as well it would take half the time. As a summary if we continue to "improve" the global warming (increase of CO_2 and CH_4 emissions) at the end of the century millions of people (if not our children, our grandchildren for sure) would lose their homes to the sea [4].

Why is this happening?

The global warming is caused and constantly "improved" by the mankind via expansion of the "greenhouse effect" [5]. A major contribution of about 20 ÷ 30 % has the transportation sector. The vehicles emit particulate matter (fine particles), Hydrocarbons (HC), Nitrogen oxides (NOx), Carbon monoxide (CO), Sulfur dioxide (SO_4), hazardous air pollutants (genetically toxic (cause birth defects)) and greenhouse gases (mainly Carbon dioxide (CO_2)) [6]. As a summary the global warming is a result of burning excessive amounts of fossil fuels.

What can be done?

In transportation the ICE can be replaced with alternative powertrain like pressurized air or more commonly electrical propulsion. However, using any electric vehicle is not enough [7], although racing and developments of the so called "electric hypercars" is advantageous for the whole segment we can not afford to make the same mistakes as with the ICE cars resulting in a family estate car

with more than 450 kW of power. Therefore, ultra-light EVs with factor 4 reduction in greenhouse gas compared to "normal" EVs should be used.

EXPOSITION

A major problem in the EV industry is the so called "range anxiety", a symptom of people which does not fully understand that the differences between petrol and electricity powered vehicles in terms of energy conservation. What we mean by that efficient source (good power density and specific power) of energy and inefficient propulsion more or less equals inefficient source of energy and efficient propulsion. An example comparison between conventional vehicle (IEC propulsion) and BEV would result in:

gasoline has 13 kWh/kg specific power and a lead-acid battery has 42 Wh/kg so a 310:1 ratio, but nowadays more efficient batteries are used. An advanced lithium based battery has 200 Wh/kg, resulting in 66:1 ratio and those are the best batteries currently used in series production EVs. However, at the propulsion side the numbers are reversed, we have 13 % efficiency of a gasoline engine and 91 % [8] for the conventional BLDC motor gives 1:7 ratio and 9:1 overall (gasoline burned in ICE compared to BLDC motor powered from batty pack). If we focus at city driving conditions the numbers change to 4,5:1 (ICE are even more inefficient in cities). Furthermore, we can put more batteries than a tank of fuel. For example 40 L weigh 30 kg, so with 60 kg of batteries we have 2.25:1 ratio and at 120 kg battery pack the scale is more or less even at 1.125:1. Therefore, those people need to be educated and realize that when the battery is empty you do exactly the same as when the petrol tank is empty, just refill it.

ICE to electric propulsion conversion

This paper studies the potential of internal combustion engine to electric powertrain propulsion conversion for ultralight electric vehicles. When a vehicle is produced a large amount of energy is used (73 GJ) therefore the vehicle needs to last a long period of time so the cycle is efficient. This is known as a life span of the vehicle. However, sometimes there is significant engine, fuel or ignition system failure and it is simply not cost efficient to repair that car even though the chassis is still in excellent condition. In this case there is a significant energy loss because the vehicle has not reached its life span and significant amount of energy is needed to recycle it (about 30 % of the production energy). Therefore a conversion until 75 % of the life span is cost effective.

Conversion techniques

Conversion of ICE to electric propulsion in the case of motorcycles is much more straight forward. It starts by removing all the parts connected with the ICE (fuel system, air filtering system, electrical system and exhaust system). Those parts are then replaced by electric motor, motor controller and battery pack with BMS [13]. Normally a larger sprocket at the back with 50 ÷ 100 % more teethes because of the rpm and torque differences between the ICE with transmission and electric motor. Therefore, a new chain is also needed. Typically the electrical drive does not use transmission. A custom made stand for the motor and the batteries are also required and a heatsink for the motor controller according to Fig. 2. The conversion can be completed with digital instrument panel and LED lights. In general the conversion is quite clean and typically does not add more weight if any [10].

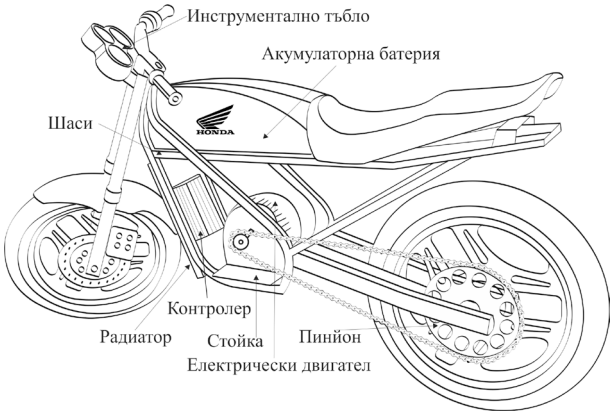


Fig. 2. *Block scheme of the conversion of ICE powered motorcycle to electric*

Conversion of a vehicle is no that straightforward. First there is a number of drivetrains that can be employed. The most simple one is to keep the clutch, the transmission and the deferential (the ICE is replaced with electric motor). This approach requires

customized plate to match the clutch. Another solution is to connect the electric motor directly to the deferential. This approach requires reduction gear and some customized parts to couple the motor to the differential. The last and most efficient approach is to use two electric motors and realize electrical differential [11, 12].

CONCLUSION

The global warming and its effects are known at least from 1896 [9], the disturbing fact is that the mass of the people are still unaware of it, thing it is infinitely far in time or simply rely on other people to take action.

However, if no restrictive and preventive actions are taken the climate change would affect the crops (if the warm current Gulf stream shifts for example Europe should grow its plants elsewhere), the weather (some cities would get to warm for people to live and natural disasters would occur much more frequently) and millions of people would lose their homes to the sea (60 km inland in Belgium has 7 m altitude above the sea level and more than 95 % of Netherlands is below 40 m).

These consequences of the global warming are not that far away in time as most people thing, moreover we may live to say how next generations pay for our mistakes (most of the effects presented above are expected to occur before the end of the century).

We are at the tipping point of global warming at the moment and the climate scientists say that it can not be stopped. However, if we continue to emit CO_2 and CH_4 at the same rates the consequences would be grater.

Furthermore, when those gases are in the atmosphere they would remain there for hundreds or thousands of years and there won't be a special hole for the green countries (the greenhouse gases distribute more or less evenly across the globe).

About 30 % of the greenhouse gasses are generated from the transportation sector and 80 % of the CO_2 emissions are product of burning fossil fuels.

Using EVs is not enough, we should push the technology as far as possible and develop ultralight electric vehicles.

The energy used to produce conventional goods should not be overlooked. The energy used to produce a conventional means of transportation and recycling then prematurely can be used more efficiently by conversion to electric powertrain so the chassis can reach its full life span and only then be recycled.

Changing the form of transportation alone is not going to solve the global warming problem, neither it can be solved only by a group of people. To leave any future for the generations to come we should change our way of thinking and live.

REFERENCE

[1] http://www.independent.co.uk/environment/lewis-pugh-to-undertake-worlds-most-dangerous-swim-in-antarctic-for-campaign-to-make-ross-sea-a-10021130.html

[2] https://www.eurekalert.org/pub_releases/2005-02/uadb-sdw022305.php

[3] http://greatwhitecon.info/resources/arctic-sea-ice-graphs/

[4] Alex Van den Bossche 23th February 2017 update 26th March 2017 EELAB UGENT BELGIUM, "For those who still doubt about global warming and sea level rise?" Update March 17, 2017, Conference: Workshop on Mobility, 16th March Zwijndrecht, Belgium.
https://www.researchgate.net/publication/314117508_For_those_who_still_doubt_about_global_warming_and_sea_level_rise

[5] IPCC Fifth Assessment Report, 2014

[6] http://www.ucsusa.org/clean-vehicles/vehicles-air-pollution-and-human-health/cars-trucks-air-pollution#.WdtHFGinPcs.

[7] Towards Low Energy Mobility Using Light and Ultralight Electric Vehicles Alex Van den Bossche, Peter Sergeant, Isabelle Hofman, ICEE 2012, November 21-22, Skikda, Algeria.

[8] Masataka Miyamasu, Kan Akatsu, "Efficiency comparison between Brushless dc motor and Brushless AC motor considering driving method and machine design", IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 7-10 Nov. 2011, pp. 1830 – 1835.

[9] Jian Cao, Ali Emadi, A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 1, JANUARY 2012.

[10] Svante Arrhenius, "On the Influence of Carbonic Acid in the Air upon the Temperature of the Ground", Philosophical Magazine and Journal of Science Series 5, Volume 41, April

1896, pages 237-276.
[11] N.D.Madzharov,A.T.Tonchev, "Inductive high power transfer technologies for electric vehicles", Journal of electrical engineering, Vol. 65, No. 2, pp. 125–128, 2014.
[12] Madzharov N.D., Tonchev A.T., Contactless Charging System For Electric Vehicles., International Scientific Conference PCIM2012, Nuremberg, Germany, pp.1400-1408.
[13] B. Pattipati, K. Pattipati, J. Christopherson, Automotive Battery Management System, IEEE Autotestcon, Salt Lake City, USA, 2008.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

DTMOS BASED LOW POWER LOW VOLTAGE INDUCTANCE SIMULATOR

Mustafa KONAL[1] **Firat KACAR**[1]
[1]*Department of Electrical and Electronics Engineering, Istanbul University, Istanbul, Turkey*
{mustafa.konal,fkacar}@istanbul.edu.tr

Abstract
In this paper, a low voltage and low power inductance simulator based on dynamic threshold voltage MOS transistors is proposed. The proposed inductance simulator circuit is operating at 0.15 V power supply and due to the use of DTMOS transistors, the power consumption of the circuit has been reduced considerably compared to the conventional circuit as 7.65 μW. Also a band-pass filter structure is presented as an application of the proposed inductance simulator. The simulations of the inductance simulator and band-pass filter are performed with LTSPICE using 0.18 μm TSMC CMOS process. The simulation results are given to confirm of the theoretical analysis.

Keywords: DTMOS, inductance simulator, low voltage, low power.

INTRODUCTION

Passive spiral inductors are used in a wide range of application in RF systems such as filtering, impedance matching, phase shifting, biasing, designing oscillators etc. However, on-chip inductors realized by passive spiral inductors have some disadvantages such as large silicon area, low quality factor and limited inductance value. For these reasons, MOS transistor based inductance simulators are mostly used instead of passive spiral inductors. CMOS inductance simulators provide the advantages as small chip area, high quality factor, tunability, large inductance value, low noise and power consumption [1]. Also, power consumption can be further reduced by using DTMOS.

In the technical literature, there are several inductance simulators using CMOS based active elements such as dual-X second-generation current conveyor (DXCCII) [2]-[3], current feedback operational amplifier (CFOA) [4], current differencing transconductance amplifier (CDTA) [5], differential difference current conveyor (DDCC) [6], voltage differencing buffer amplifier (VDBA) [7]-[9], voltage differencing current conveyor (VDCC) [10], Z-Copy voltage differencing transconductance amplifier (ZC-VDTA) [11], second generation differential current conveyor (DCCII) [12], operational transresistance amplifier (OTRA) [13], current differencing current conveyor (CDCC) [14], voltage differencing transconductance amplifier (VDTA) [15], voltage differencing inverting buffered amplifier (VDIBA) [16] have been proposed. Likewise, inductance simulators using MOS transistors and passive components [17]-[18] and only MOS inductance simulators [19]-[20] have been reported.

The goal of this paper is to present a low voltage, low power inductance simulator. Only two DTMOS transistors and one biasing current are used to realize the proposed circuit. Thanks to using DTMOS transistors, the power consumption of the circuit is lower. Also, a second order band pass filter structure is proposed in order to verify the versatility of using inductance simulator. Proposed DTMOS based inductance simulator and band pass filter structures are simulated in LTSPICE by using 0.18 μm TSMC CMOS process.

DTMOS BASED INDUCTANCE SIMULATOR

Assaderaghi and others proposed the Dynamic Threshold voltage MOSFET

(DTMOS) to extend the lower bound of power supply to ultra-low voltages [21]. Their proposed DTMOS has a high threshold voltage at zero bias and low threshold voltage at $V_{gs}=V_{dd}$. The body terminal of the transistor is tied to gate terminal to generate the DTMOS transistor. DTMOS was proposed for obtaining excellent subthreshold characteristics at ultra-low V_{dd} [22]–[23]. Although PMOS transistors can be connected easily as DTMOS transistor, NMOS transistors require triple-well process which is very expensive processes to produce DTMOS transistor with their own wells. Only PMOS transistors are used as a DTMOS in this study. The transistors in this circuit are biased in weak inversion where a MOS transistor's drain current is given by

$$I_D = I_S\left(\frac{W}{L}\right)\exp\left(q\frac{V_{GS}-V_{TH}}{nkT}\right)\left[1-\exp\left(-q\frac{V_{DS}}{kT}\right)\right] \quad (1)$$

If $V_{DS} \geq 3kT/q$, strong inversion operation and high frequency applications are not possible using this circuit because the transistor will saturate in weak inversion [23]. The transconductance gm is described by

$$g_m = q\frac{I_D}{nkT} \quad (2)$$

The circuit symbol of DTMOS transistor is shown in Fig. 1 [24]. The proposed DTMOS based inductance simulator is shown in Fig. 2. A dynamic threshold technique is applied in both of the transistors M_1 and M_2.

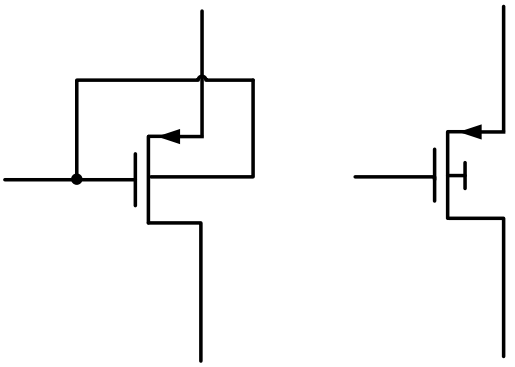


Fig. 1. *DTMOS transistor and its circuit symbol [24].*

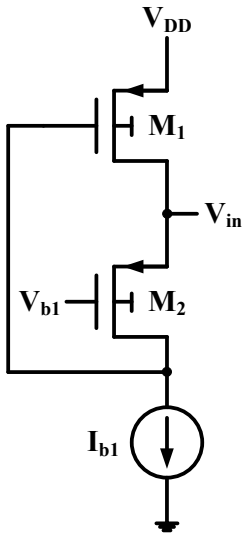


Fig. 2. *The proposed DTMOS based inductance simulator.*

The proposed inductance simulator given in Fig. 2 is simulated with LTSPICE using 0.18 µm TSMC CMOS process with 0.15 V supply voltage. The dimensions of the transistors are chosen as W_1/L_1=72/0.45 µm and W_2/L_2=44/0.45 µm. The terminal V_{b1} is used to provide DC voltage bias for transistor M_2 as -0.48 V and the value of the biasing current I_{B1} is taken as 60 µA. The power consumption of the proposed inductance simulator has decreased due to the use of DTMOS transistors. Reduction in the power supply and power consumption are useful for low power applications.

The simulated frequency responses of the proposed inductance simulator is shown in Fig. 3. The inductance value of the inductance simulator is 320 nH and it can be used between 20 MHz to 400 MHz frequency range.

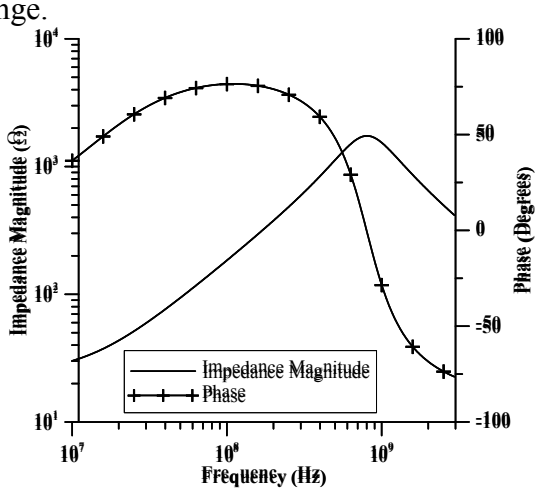


Fig. 3. *Frequency responses of the proposed inductance simulator.*

The performance of the proposed DTMOS based inductance simulator is demonstrated in an example of second order band-pass filter structure as shown in Fig. 4. For the presented band-pass filter, the passive components are selected as R_1=500 Ω and C_1=3.95 pF and L_{eq1}=320 nH, which is the inductance value of the proposed inductance simulator given in Fig. 2. The center frequency of the filters are calculated as f_0=150 MHz. Both ideal and simulated second order band-pass filter frequency responses are shown in Fig. 5. It can be seen that the frequency responses of ideal and inductor simulator based filters are in a good agreement.

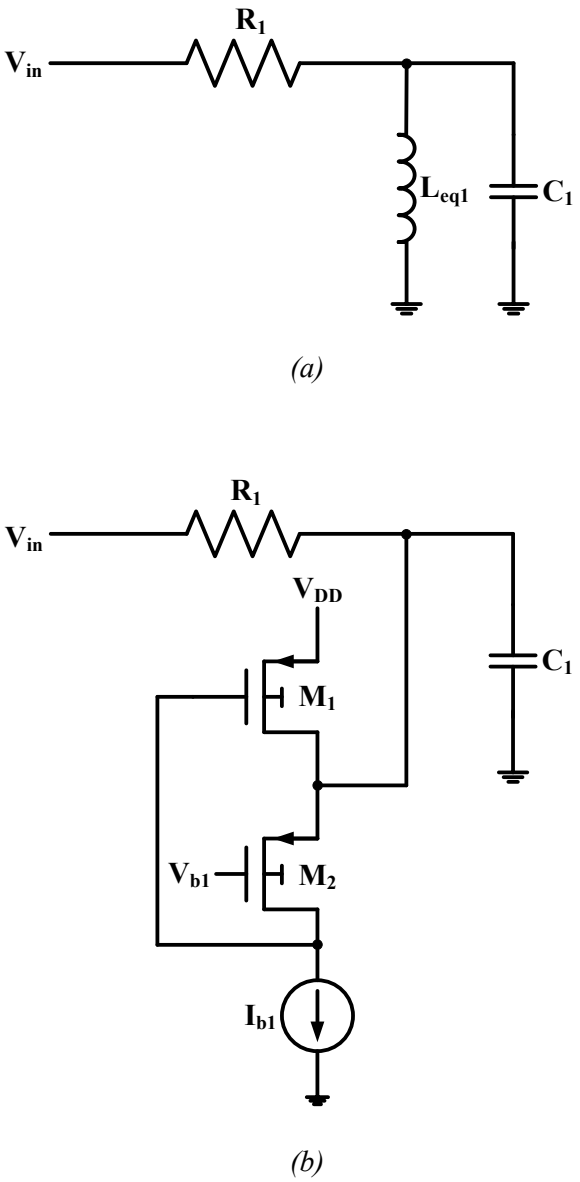


Fig. 4. *Second order band pass filter structures (a) Ideal filter (b) Inductance simulator based filter.*

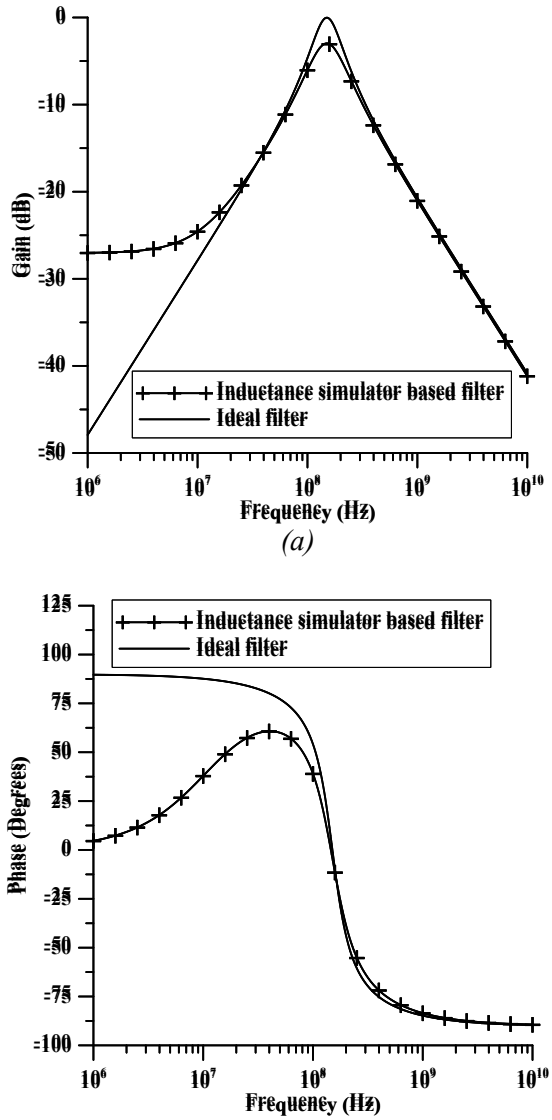


Fig. 5. *Frequency responses of the band pass filters (a) Gain (b) Phase.*

CONCLUSION

In this paper a DTMOS based inductance simulator is presented. It contains two DTMOS transistors and one biasing current. Passive components are not used in the proposed inductance simulator so it is attractive for integrated circuit implementations. Also, the inductance simulator provides advantages as low power supply and power consumption. In order to verify the practicality of using inductance simulator in RF filters, a second order band pass filter structure is designed. The simulation results of the inductance simulator and band pass filter are demonstrated with LTSPICE using TSMC 0.18 μm CMOS process. The simulation results agree well with the theoretical analysis.

REFERENCE

[1] F. Yuan, CMOS Active Inductors and Transformers: Principle, Implementation, and Applications (Springer Science & Business Media, New York, 2008).

[2] F. Kacar and A. Yesil, Novel grounded parallel inductance simulators realization using a minimum number of active and passive components, Microelectron. J. 41 (2010) 632–638, doi: 10.1016/j.mejo.2010.06.011.

[3] I. Myderrizi, S. Minaei and E. Yuce, DXCCII-based grounded inductance simulators and filter applications, Microelectron. J. 42 (2011) 1074–1081, doi: 10.1016/j.mejo.2011.06.008.

[4] F. Kacar and H. Kuntman, CFOA-based lossless and lossy inductance simulators, Radioengineering 20 (2011) 627–631.

[5] D. Prasad, D. R. Bhaskar and A. K. Singh, New Grounded and Floating Simulated Inductance Circuits using Current Differencing Transconductance Amplifiers, Radioengineering 19 (2010) 194-198.

[6] M. A. Ibrahim, S. Minaei, E. Yuce, N. Herencsar and J. Koton, Lossy/Lossless Floating/Grounded Inductance Simulation Using One DDCC, Radioengineering 21 (2012) 3-10.

[7] A. Yesil, F. Kacar, and K. Gurkan, Lossless grounded inductance simulator employing single VDBA and its experimental band-pass filter application, AEU-International Journal of Electronics and Communications 68 (2014) 143-150, doi:10.1016/j.aeue.2013.07.016.

[8] O. Channumsin, J. Pimpol, C. Thongsopa, and W. Tangsrirat, VDBA-based floating inductance simulator with a grounded capacitor, In Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE), 2015 7th International Conference on (pp. 114-117). IEEE.

[9] T. Pukkalanun, N. Roongmuanpha, and W. Tangsrirat, Variable Lossy Series Inductance Simulator Using Single Voltage Differencing Buffered Amplifier (VDBA), In Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (2017), Vol. 2.

[10] F. Kacar, A. Yesil, S. Minaei and H. Kuntman, Positive/negative lossy/lossless grounded inductance simulators employing single VDCC and only two passive elements, AEU-International Journal of Electronics and Communications 68 (2014) 73-78, doi:10.1016/j.aeue.2013.08.020.

[11] A. Guney, and H. Kuntman, New floating inductance simulator employing a single ZC-VDTA and one grounded capacitor, In Design & Technology of Integrated Systems In Nanoscale Era (DTIS), 2014 9th IEEE International Conference On (pp. 1-2). IEEE.

[12] B. Metin, N. Herencsar, J. Koton, and J. W. Horng, DCCII-based novel lossless grounded inductance simulators with no element matching constrains, Radioeng J, 23 (2014), 532-4538.

[13] R. Pandey, N. Pandey, S. K. Paul, A. Singh, B. Sriram, and K. Trivedi, Novel grounded inductance simulator using single OTRA, International Journal of Circuit Theory and Applications 42 (2014) 1069-1079, doi:10.1002/cta.1905.

[14] F Kaçar, H. Kuntman, and A. Kuntman, Grounded inductance simulator topologies realization with single current differencing current conveyor, In Circuit Theory and Design (ECCTD), 2015 European Conference on (pp. 1-4). IEEE.

[15] M. Srivastava, D. Prasad, and D. R. Bhaskar, New electronically tunable grounded inductor simulator employing single VDTA and one grounded capacitor, Journal of Engineering Science and Technology, 12(1) (2017), 113-126.

[16] W. Tangsrirat, Synthetic Grounded Lossy Inductance Simulators Using Single VDIBA. IETE Journal of Research, 63(1) (2017), 134-141.

[17] S. Saad, M. Mhiri, A. B. Hammadi and K. Besbes, A New Low-power, High-Q, Wide Tunable CMOS Active Inductor for RF Applications, IETE Journal of Research 62 (2016) 265-273, doi:10.1080/03772063.2015.1117952.

[18] H. U. Uyanik and N. Tarim, Compact low voltage high-Q CMOS active inductor suitable for RF applications, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 51 (2007) 191-194, doi:10.1007/s10470-007-9065-5.

[19] Konal, M., & Kacar, F. (2017). MOS Only Grounded Active Inductor Circuits and Their Filter Applications. Journal of Circuits, Systems and Computers, 26(06), 1750098.

[20] A. Thanachayanont and S. S. Ngow, Low voltage high-Q VHF CMOS transistor-only active inductor, Proceedings IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol. 3, 2002, pp. 552–555.

[21] Assaderaghi, F., Sinitsky, D., Parke, S. A., Bokor, J., Ko, P. K., & Hu, C. (1997). Dynamic threshold-voltage MOSFET (DTMOS) for ultra-low voltage VLSI. IEEE Transactions on Electron Devices, 44(3), 414-422.

[22] F. Assaderaghi, D. Sinitsky, S. Parke, J. Bokor, and P. K. Ko, A dynamic threshold

voltage MOSFET (DTMOS) for ultra-low voltage operation, Proc. 1994 IEEE Int. Electron Devices Meet., pp. 809–812, 1994.
[23] F. Assaderaghi, DTMOS: its derivatives and variations, and their potential applications, ICM 2000. Proc. 12th Int. Conf. Microelectron. (IEEE Cat. No.00EX453), pp. 9–10, 2000.
[24] A. Uygur and H. Kuntman, VDTA Design and Its Application to EEG Data Processing, Radioengineering, vol. 22, no. 2, pp. 458–466, 2013.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

АНАЛИЗ И МОДЕЛИРАНЕ НА РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР С ПАРАЛЕЛНО НАТОВАРЕН КОНДЕНЗАТОР

ANALYSIS AND MODELING OF RESONANT INVERTER WITH PARALLEL LOADED CAPACITOR

Nikolay Hinov

Technical University of Sofia, Faculty of Electronicg Engineering and Technologies, Power Electronics department, 8 blvd. "St. Kliment Ohridsky", Sofia, Bulgaria

Abstract

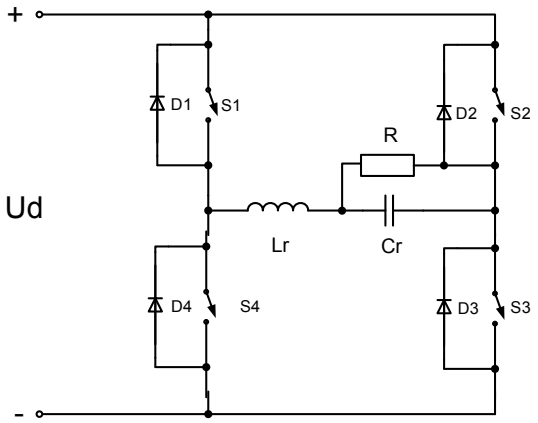
In the work, a resonant inverter with a parallel loaded capacitor was designed and modeled while working with active load. The cases of operation of the converter in continuous continuous mode are considered when operating at switching frequency below and over-resonant. The expressions for the resonant inductance current and the load voltage are derived, giving them all the variables necessary for the design of these inverters. By analogy with serial resonant inverters, wee coefficient and frequency coefficient are used. A model of the resonant inverter is proposed, with which experiments have been performed to define a work area and limitations for model-based design.

Keywords: resonant inverters; parallel loaded capacitor; modeling; analysis; model-based design.

ВЪВЕДЕНИЕ

Резонансните инвертори (РИ), са много разпространени в индустрията, транспорта, комуникациите, енергетиката и бита за реализиране на захранващи източници с определена форма и честота на напрежението или тока. Поради своята специфика и широк обхват на приложения те са обект на много бройни изследвания на автори в страната и чужбина [1, 2, 3, 5, 7, 9, 10, 11, 12, 13, 14]. При последователните РИ са създадени обобщени подходи за анализ и проектиране за схеми с и без обратни диоди, в режим с естествена и принудителна комутация (режим на инвертор на ток) на ключовите прибори [4, 7, 8, 15, 16, 17, 18]. Цел на настоящата работа е изработването на такъв подход за анализ и проектиране при резонансните инвертори с паралелно натоварен кондензатор и създаването на специализиран математичен модел на този вид преобразуватели. В [1, 2, 5, 6, 10, 11] са представени анализи на РИ с паралелно натоварен кондензатор, но те са извършени при известни допускания (най-често се пренебрегва затихването на резонансния кръг) или пък са много сложни и трудоемки и на практика неприложими в обучението по силова електроника и в инженерната практика.

Схемата на РИ с паралелно натоварен кондензатор е показана на фиг. 1.



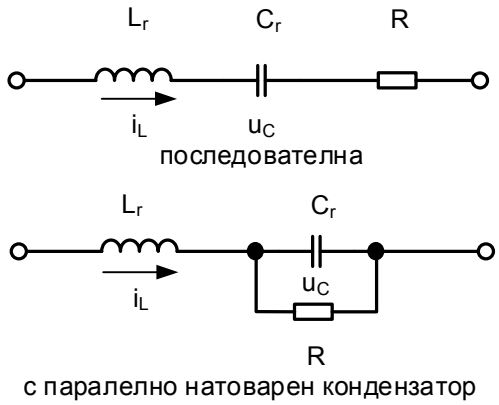
***Фиг. 1**. Мостов РИ с паралелно натоварен кондензатор*

Използвани са следните означения: S1÷S4 – управляеми ключове (транзистори) с еднопосочна проводимост; D1÷D4 – обратни диоди, свързани паралелно на ключовете и с обратна на тяхната проводимост; Lr - резонансна индуктивност, Cr- резонан-

сен кондензатор, R – товарно съпротивление.

АНАЛИЗ НА СИЛОВАТА СХЕМА

Независимо от конфигурациите, които се използват в силовите схеми, поради факта, че в резонансните преобразуватели се работи с честоти близки до резонансната, [1, 2, 3, 9, 17] то те в крайна сметка могат да се сведат до два основни типа: последователни и паралелни. За нормалната работа на двете базови последователни резонансни вериги, показани на фиг.2, е необходимо те да се захранват от източник на напрежение.



***Фиг. 2**. Базови схеми на последователни резонансни вериги*

Базовите последователни резонансни вериги се описват със следното обобщено диференциално уравнение:

$$L_r C_r \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC_r \frac{du_c}{dt} + u_c = u_{SW}, \qquad (1)$$

където u_{sw} е захранващото напрежение, подавано към резонансната верига. То се формира от последователното превключване на полупроводниковите елементи в силовата схема с честота f=1/T.

Интерпретацията на (1) за двете базови схеми е различна: честоти на собствени колебания на веригите

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \left(\frac{R}{2L_r}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \delta^2}$$ -

за последователната; за схемата с паралелно натоварен кондензатор съответно –

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \left(\frac{1}{2C_r R}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \delta^2}\ ;$$

и затихване - δ.

В теорията на РИ, по-голямо внимание е отделено на последователните вериги, поради което за тях са получени основните изрази за резонансния ток и напрежението върху резонансния кондензатор за схеми със и без обратни диоди, работещи в режими с честота на управление под и над резонансната [1, 2, 16, 17, 18]. При тези анализи са използвани различни параметри. В настоящата работа ще се използват коефициента на разколебаване k и коефициента на разстройка ν, което е в съответствие с традициите на катедра „Силова електроника“ към ТУ-София.

Поради този факт за анализа на схемата на РИ с паралелно натоварен кондензатор ще се използват наготово вече получените изрази за последователния. По този начин ще се унифицира подхода за тяхното изследване и ще могат да се направят сравнения на техните качества и характеристики.

Анализът е направен в установен режим, като са пренебрегнати неидеалностите на всички схемни елементи. Изразите за напрежението и тока на резонансния кондензатор при последователната резонансна верига са:

$$u_{Cr}(t) = U_d - (U_d + U_0)e^{-\delta t}\left(\frac{\delta}{\omega_0}\sin\omega_0 t + \cos\omega_0 t\right) + \frac{I_0}{\omega_0 C_r}e^{-\delta t}\sin\omega_0 t$$

(2)

$$i_{Cr}(t) = \frac{U_d + U_0}{\omega_0 L_r}e^{-\delta t}\sin\omega_0 t - I_0 e^{-\delta t}\left(\frac{\delta}{\omega_0}\sin\omega_0 t - \cos\omega_0 t\right),$$

където U_0 и I_0 са началните стойности на напрежението и тока през кондензатора. За тяхното определяне се изхожда от условието за периодичност на тока и напрежението резонансния кондензатор: $i_C(0) = i_C\left(\frac{\pi}{\omega}\right)$ и $u_C(0) = u_C\left(\frac{\pi}{\omega}\right)$. С $\omega = 2\pi f$ е означена кръговата честота на управление. Така за U_0 и I_0 се получава:

$$\mathrm{U_0} = \left(2\mathrm{k_{od}} - 1\right)\mathrm{U_d} \text{ и } \mathrm{I_0} = \frac{2\mathrm{k_{od}}\mathrm{U_d}}{\omega_0 \mathrm{L_r}}\mathrm{a}\ ,$$

където

$$\mathrm{k_{od}} = \frac{1}{1 - \mathrm{h.e}^{\frac{-\delta\pi}{\omega}}} = \frac{1}{1 - \mathrm{h.}\left(\frac{\mathrm{k}-1}{\mathrm{k}}\right)^{\frac{1}{\nu}}}$$

е величина аналогична на качествения фактор. Тя характеризира резонансната RLC верига и е наречена коефициент на разколебаване при РИ с обратни диоди; $\nu = \frac{\omega}{\omega_0}$;

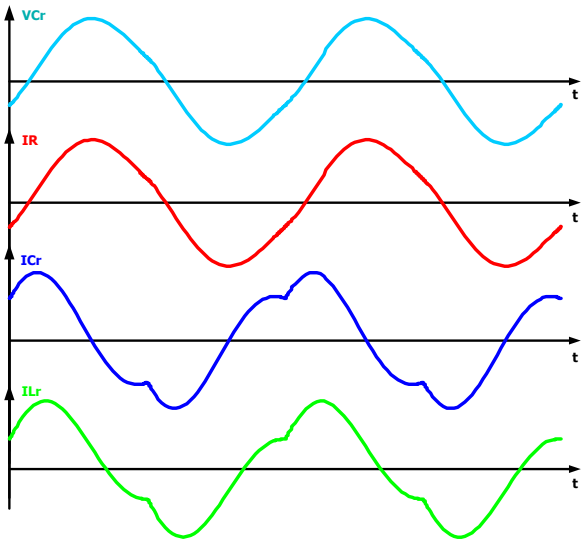
$k = \frac{1}{1 - e^{-\delta\frac{\pi}{\omega_0}}}$; с h и a са означени съответно:

$$h = \frac{\frac{1}{\pi}\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)\sin\frac{\pi}{\nu} + \cos\frac{\pi}{\nu} + \left(\frac{k-1}{k}\right)^{\frac{1}{\nu}}}{\left(\frac{k-1}{k}\right)^{\frac{1}{\nu}}\left(\frac{1}{\pi}\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)\sin\frac{\pi}{\nu} - \cos\frac{\pi}{\nu}\right) - 1},$$

$$a = \frac{\sin\frac{\pi}{\nu}}{\frac{1}{\pi}\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)\sin\frac{\pi}{\nu} - \cos\frac{\pi}{\nu} - \left(\frac{k}{k-1}\right)^{\frac{1}{\nu}}}$$

На фигури 3 и 4 са показани времедиаграми, описващи работата на изследваната схема при честота на управление под (фиг. 3) и над резонансната (фиг. 4).

Показани са последователно както следва: напрежението върху резонансния кондензатор, тока през товара, тока на кондензатора и на резонансната индуктивност.

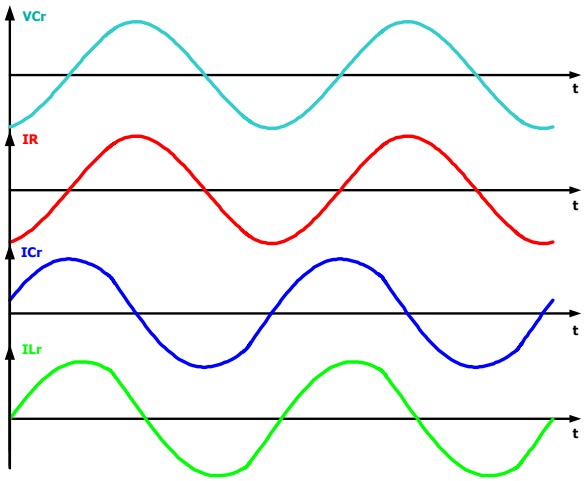


***Фиг. 3**. Режим на работа с честота на управление подрезонансната*

След заместване за напрежението и тока на резонансния кондензатор се получава:

$$u_{Cr}(t) = U_d - 2k_{od}U_d e^{-\delta t}\left(\left(\frac{\delta}{\omega_0} - a - a\left(\frac{\delta}{\omega_0}\right)^2\right)\sin\omega_0 t + \cos\omega_0 t\right) \quad (3)$$

$$i_{Cr}(t) = \frac{2k_{od}U_d}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t}\left(\left(1 - a\frac{\delta}{\omega_0}\right)\sin\omega_0 t + a\cos\omega_0 t\right)$$



***Фиг. 4**. Режим на работа с честота на управление надрезонансната*

За определянето на тока на резонансната индуктивност се използва уравнението:

$$i_{Lr}(t) = i_{Cr}(t) + \frac{u_{Cr}(t)}{R} \quad (4)$$

След преобразуване за тока на резонансната индуктивност се получава:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_d}{\omega_0 L_r}\cot g\beta + \frac{2k_{od}U_d}{\omega_0 L_r}e^{-\delta t}\left(A\sin\omega_0 t + (a - \cot g\beta)\cos\omega_0 t\right),$$

където $\cot g\beta = \frac{2}{\frac{\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)}{\pi} + \frac{\pi}{\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)}}$,

$$A = \left(1 - a\frac{\delta}{\omega_0}\right) - \cot g\beta\left(\frac{\delta}{\omega_0} - a - a\left(\frac{\delta}{\omega_0}\right)^2\right).$$

С помощта на горните изрази могат да се получат всички необходими за проектирането на РИ с паралелно натоварен кондензатор величини.

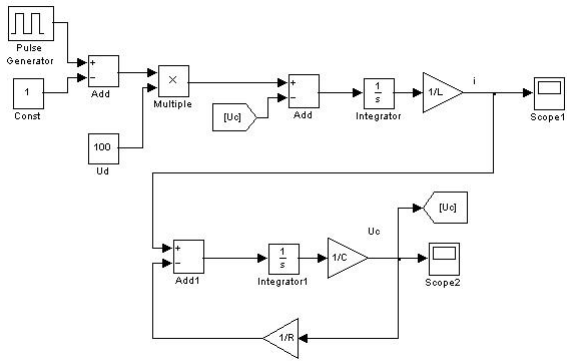
МОДЕЛ НА ИНВЕРТОРА

За разработването на математичния модел са използвани превключващи функции [7, 8]. Чрез тях се описва поведението на инвертора в двата отделни полупериода. Моделът на РИ с паралелно натоварен кондензатор се състои от следната система диференциални уравнения:

$$\begin{vmatrix} \frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{1}{Lr}u_{Cr} + F(\omega t)Ud \\ \frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{1}{Cr}i_{Lr} - \frac{1}{RCr}u_{Cr} \end{vmatrix}, \quad (5)$$

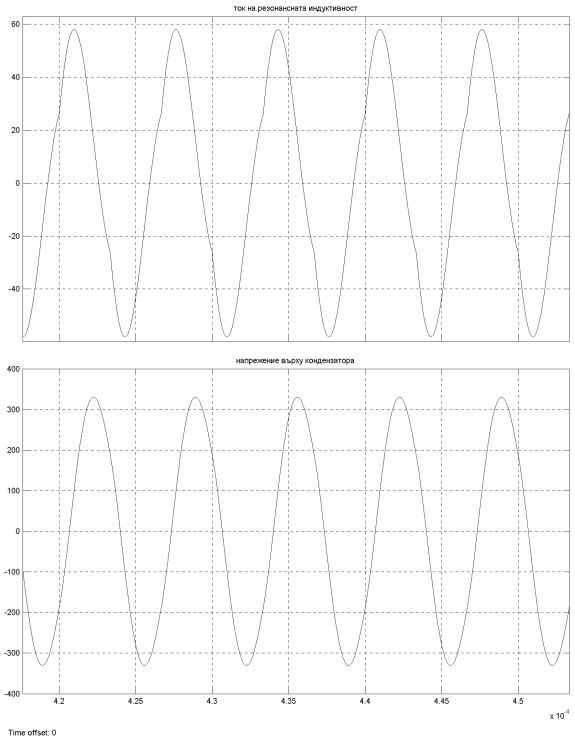
където F(ωt) е превключваща функция.

Моделът е реализиран в средата Matlab/Simulink и блоковата му диаграма е показана на фиг. 5.



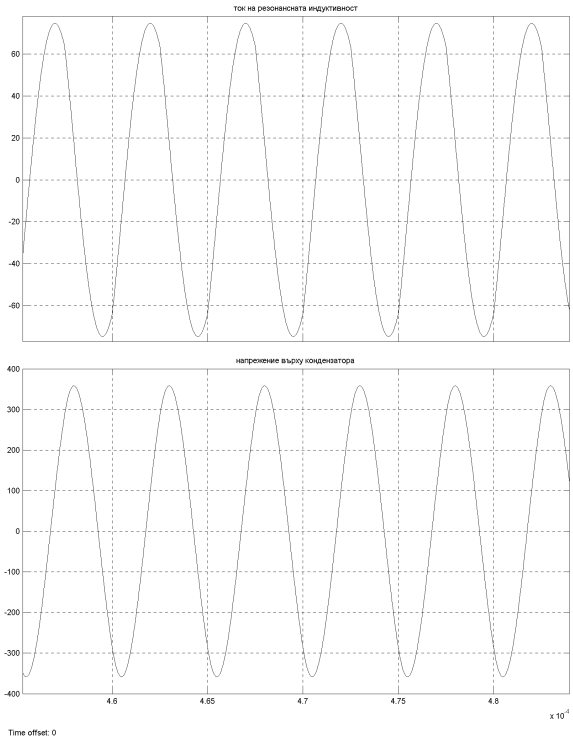
***Фиг. 5**. Модел на РИ с паралелно натоварен кондензатор*

Превключващата функция е зададена с помощта на импулсен генератор. Предвидена е възможност да се изобразят променливите на състоянието. С модела е проведен експеримент, като са използвани следните входни данни: R=20Ω, Cr=167nF, Lr=4.6μH.



***Фиг. 6**. Резултати от модела на РИ с паралелно натоварен кондензатор*

Чрез промяна на управляващата честота са изследвани са два режима на работа с честота на управление под (f=150kHz, фиг. 6) и над резонансната (f=200kHz, фиг. 7). От тези резултати се установява, че модела е работоспособен и отразява правилно работата на схемата в двата възможни режима на работа. Модела е верифициран с помощта на компютърни симулации и лабораторен стенд.



***Фиг. 7**. Резултати от модела на РИ с паралелно натоварен кондензатор*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е предложен нов подход за анализ на последователни резонансни инвертори с паралелно натоварен кондензатор. Той е базиран на аналогията между последователната резонансна верига и тази с паралелно натоварен кондензатор. Представени са съотношения, чрез които може да се проектира силовата схема на РИ. Използвания подход е подходящ от методична гледна точка, защото използва познати изрази и коефициенти в духа на традициите на катедра „Силова електроника“ при Технически Университет – София.

Синтезиран е специализиран модел за изследване на силовата схема, който е подходящ: за извършване на оптимално моделно базирано проектиране при избран оптимизационен критерий; за използване в обучението по силова електроника, а също и за

реализация на системи за управление от типа off-line симулация и hardware-in-the loop [12].

БЛАГОДАРНОСТИ

Извършеното изследване се реализира в рамките на проекта "Моделно базирано проектиране на силови електронни устройства с гарантирани показатели", договор ДН 07/06 / 15.12.2016 г., с Фонд научни изследвания.

REFERENCE

[1] Ned Mohan, Undeland, Tore M.; Robbins, William P., „Power Electronics - Converters, Applications, and Design (3rd Edition)", © 2003 John Wiley & Sons.

[2] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, Resonant Power Converters, IEEE Press and John Wiley & Sons , New York, NY 2nd Edition, pp. 1-595, ISBN 978-0-470-90538-8, 2011.

[3] G. Zinoviev, Fundamentals of Power Electronics - part II, Novosibirsk State University, Novosibirsk, Russia, 2004, (in Russian).

[4] M. H. Rashid, "Power Electronics handbook: devices, circuits, and applications", Academic Press, 2007.

[5] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Second Edition, Kluwer Academic Publishers Group, 2001.

[6] B. L. Dokić, B. Blanuša, "Power Electronics Converters and Regulators" - Third Edition, © Springer International Publishing, Switzerland 2015, ISBN 978-3-319-09401-4.

[7] E. Popov. "Analysis, Modeling and Design of Converter Units (Computer – Aided Design of Power Electronic Circuits)", Technical University Printing House, Sofia, 2005 (in Bulgarian.).

[8] E. Popov, "Computer Aided Design of Power Electronic Devices - Solved Examples", Publishing Technical University of Sofia, pp. 24-32, 2014. (in Bulgarian).

[9] N. L. Hinov, "Power converters of electrical energy with industrial application", Ph.D. Thesis, Technical University, Sofia, 1998, (In Bulg.)

[10] G. A. Belov, „High-frequency thyristor-transistor DC-DC converters", Energoatomizdat, Moscow, 1987 (in Russian)..

[11] C. Cutrona, C. Di Miceli, "A unified approach to series, parallel and series-parallel resonant converters", Telecommunications Energy Conference, INTELEC '92, pp. 139 – 146, 1992.

[12] J. M. Williams, J. L. Cale, N. D. Benavides, J. D. Wooldridge, A. C. Koenig, J. L. Tichenor, S. D. Pekarek, "Versatile Hardware and Software Tools for Educating Students in Power Electronics", IEEE Trans. Educ., vol. 47, no. 4, pp. 436–444, Nov. 2004.

[13] Hinov N., C. Marinov; Resonance inverter analysis with parallel compensation of the load; Journal of the Second national young peoples' research and practical session; Sofia 29.03.2004, pp.119-123. (in Bulgarian).

[14] Brichant F., L'ondistor, Dunod, Paris, 1997. (in French)

[15] Dede E., Espi J., Esteve V., Jordan J., Casans S.; Trends in Converters for Induction Heating Applications; Power Conversion – June 1999 proceedings, Nurnberg, Germany, pp.155-160.

[16] Bobcheva M., N. Gradinarov and other; Power Electronics; Technical University Press, Sofia 2001. (in Bulgarian)

[17] Gradinarov N.P.; Analysis and development of autonomous resonant inverters with electrical application, Ph.D. Dissertation, Technical University of Sofia, 2002. (in Bulgarian

[18] Berkovich E. I., G. V. Ivenskyi and other; High-frequency thyristor converters for electrical devices, Energoatomizdat, Leningrad 1983. (in Russian)

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ОБОБЩЕН МОДЕЛ НА ПАРАЛЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР

GENRALIZED MODEL OF PARALLEL RESONANCE INVERTER

Nikolay Hinov

Technical University of Sofia, Faculty of Electronicg Engineering and Technologies, Power Electronics department, 8 blvd. "St. Kliment Ohridsky", Sofia, Bulgaria

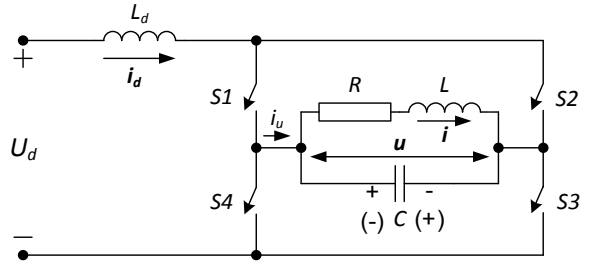
Abstract

The work presents a generalized mathematical model of a parallel resonant inverter without inverse diodes. It is designed for the two main operating modes - continuous continuous current (current inverter) and discontinuous continuous current (resonant inverter). The model is based on switching functions, which represent the operation of the power circuit in the two half-periods of the inverter operation. The model is implemented in the visual programming environment Matlab / Simulink. Verification of the model is made with computer simulations and real electrical devices - induction heating systems. The design of the converters was done using the original design methodologies created by the author. They are based on a unified approach to analyzing resonant inverters with technological application.

Keywords: resonant inverters; current fed inverters; modeling; analysis; model-based design.

ВЪВЕДЕНИЕ

Резонансните преобразуватели на електрическа енергия намират широко приложение в индустрията, комуникациите, енергетиката, транспорта и бита. Новите индустриални технологии и развитието на елементната база, изграждаща електроните преобразуватели правят актуални въпросите свързани с техния анализ, моделиране и проектиране [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Обект на настоящата работа е създаването и провеждането на изследвания с обобщен модел на мостов паралелен инвертор, показан на фиг. 1.



***Фиг. 1**. Паралелен тиристорен инвертор с активно-индуктивен товар*

Схемата е съставена от входен дросел Ld, полупроводникови ключове с едностранна проводимост S1÷S4 (обикновено тиристори при приложения за реализации на електротехнологии), товарен кондензатор C, активно товарно съпротивление R и реактивно L (индуктивно) съпротивление на товара.

За синтезирането на обобщения модел се използва метода с превключващи функции [7, 8]. Този метод намира широко приложение за изследване на преобразуватели на електрическа енергия с използването компютърна техника и технологии. Основното негово предимство, е че при него процесите протичащи в силовата схема се описват от една и съща единна система диференциални уравнения за целия интервал на изследване. От друга страна недостатък на метода е, че процесът на формиране на системата диференциални уравнения не може да се формализира за всички схеми, т.е. не е гарантирано свойството универсалност.

МОДЕЛИРАНЕ

На схемата от фиг.1 са отбелязани възприетите положителни посоки на променливите на състоянието: напрежението на паралелния кондензатор C – $\boldsymbol{u}$, тока през входната индуктивност L_d – $\boldsymbol{i_d}$ и тока на товарната индуктивност L – $\boldsymbol{i}$. С $\omega = 2\pi f$ се означава ъгловата честота на управление на

полупроводниковите ключове. В установено състояние схемата може да работи в един от следните режими:

1. Режим на непрекъснат ток (режим на инвертор на ток). Той се получава при големи стойности на индуктивността на входния дросел L_d [9, 10, 11, 12]. Характерно за него, е че входният ток е непрекъснат и изходното напрежение се формира от последователно превключване на отделните двойки прибори от моста.

2. Режим на прекъснат ток до граничен (режим на резонансен инвертор). Такъв режим се получава при малки стойности на индуктивността на входния дросел, като входният ток е прекъснат. По време на паузата, когато $i_d = 0$, товарният кръг *R, L, C* се отделя от входната верига и в него протичат самостоятелни процеси [13, 14].

При изследването се приема, че всички градивни елементи в схемата са идеални. В повечето практически случай това е близко до реалността.

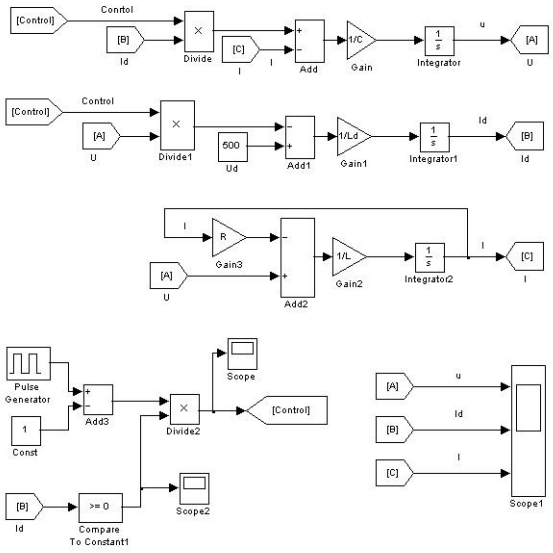
Като се използват законите на Кирхов за баланса на токовете и напреженията в силовата верига се получава следната система диференциални уравнения, в която участват променливите на състоянието:

$$\begin{vmatrix} \frac{du}{dt} = & 0.u + \frac{F(\omega t)}{C}.i_d - \frac{1}{C}.i + & 0.U_d \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{F(\omega t)}{L_d}.u + & 0.i_d + 0.i + \frac{1}{L_d}.U_d \\ \frac{di}{dt} = & \frac{1}{L}.u + & 0.i_d - \frac{R}{L}.i + 0.U_d \end{vmatrix} \quad ,(1)$$

където F(ωt) е превключваща функция, която отразява промяната в силовата схема при провеждането на всяка от двойките полупроводникови ключове.

Ако инверторът работи в режим на прекъснат ток, за разлика от разглеждания до сега случай всички ключови прибори по време на паузата са запушени и следователно $i_d = 0$. При това в изходния (товарния) кръг *R, L, C*), който е останал изолиран от останалата част на схемата има запасена енергия от предишния интервал, когато е консумирана енергия от постояннотоковия захранващ източник. Вследствие на това в товарния кръг се развиват свободни затихващи процеси. Възможни се три режима на развитие на процесите в кръга в зависимост от неговите параметри – колебателен, апериодичен и критично – апериодичен [7, 8]. Независимо от това те се описват със същата система диференциални уравнения (1), като в нея е отпаднал входния ток и захранващото напрежение.

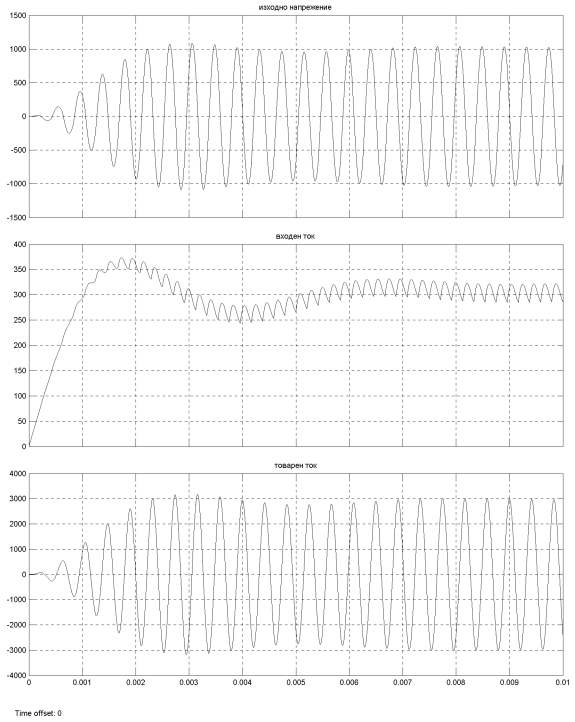
Има много начини за решаване на тази система. В работата е избрана средата Matlab/Simulink, която използва средствата на визуалното програмиране и е подходяща за използване от инженери. Реализацията на модела е показана на фиг. 2.



***Фиг. 2**. Обобщен модел на паралелен инвертор активно-индуктивен товар*

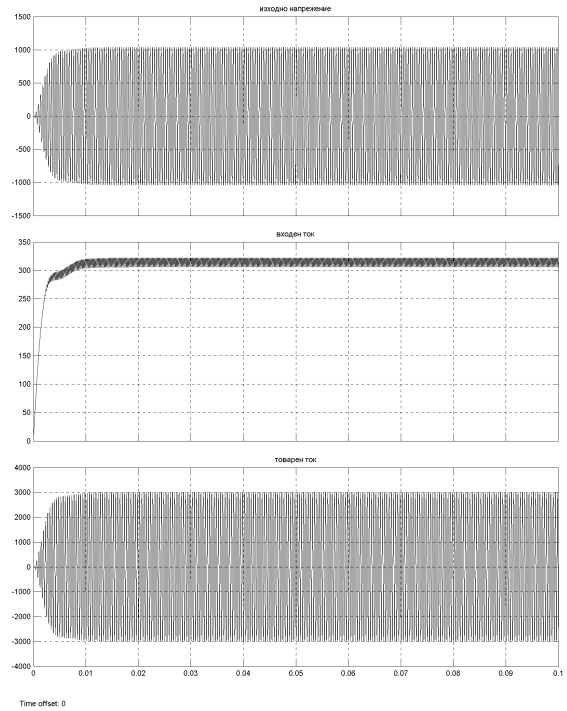
Моделът е верифициран с помощта на компютърни симулации и реални уредби за индукционно нагряване. Получени са резултати със доста добра точност – разлика под 5%, която се дължи основно на допускането за идеалност на всички схемни елементи.

С представения модел са проведени числени експерименти, които целят определяне на стойност на входния дросел, при която има най-кратък преходен процес на пуск без пренапрежения и свръхтокове. За първоначалното проектиране е използвана оригинална авторска методика [9].



Фиг. 3. *Резултати от моделирането на паралелен инвертор на ток със стойност на Ld=1.367mH*

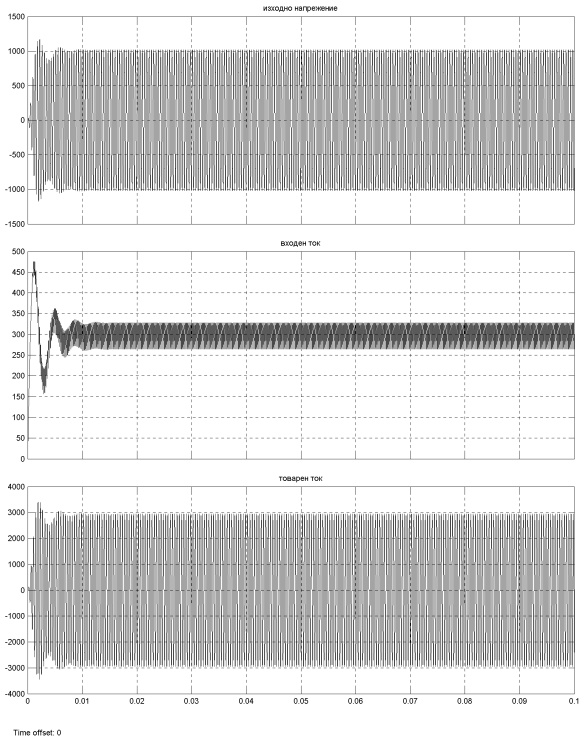
Проектиран е паралелен инвертор на ток със следните параметри: изходна мощност 160kW; изходно напрежение 750V; фактор на мощността на товара cos φ=0.1; работна честота 2.4kHz.



Фиг. 4. *Резултати от моделирането на паралелен инвертор на ток със стойност на Ld=3mH*

В резултат на проектирането са получени следните стойности на схемите елементи: входна индуктивност Ld=1.367mH; параметри на товара: R=0.0352Ω, L=23.1969μH, товарен кондензатор C=204.8029μF. С тях са получени резултати, показани на фиг.3. От изследването на преходния процес се установява, че той има колебателен характер и се преминава в установен режим за 100ms.

На фиг.4 са показани резултати със приблизително двойно по-голяма стойност на входната индуктивност Ld=3mH, като не се променени останалите схемни елементи. Вижда се, че преходния процес е апериодичен без свърхтокове и пренапрежения стойност, като преминаването в установен режим става за около 10ms.

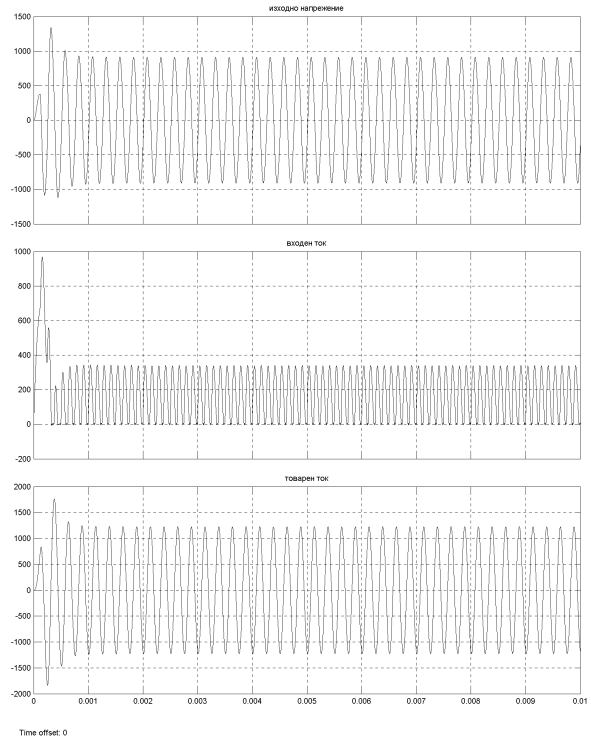


Фиг. 5. *Резултати от моделирането на паралелен инвертор на ток със стойност на Ld=0.75mH*

Извършен е числен експеримент с модела и при приблизително двойно по-малка стойност на входната индуктивност в сравнение с проектираната - Ld=0.75mH. Резултатите са показани на фиг. 5. От тях се установява, че преходния процес е отново колебателен с по-голяма амплитуда от този при фиг.3, но пък е по-къс като продължителност.

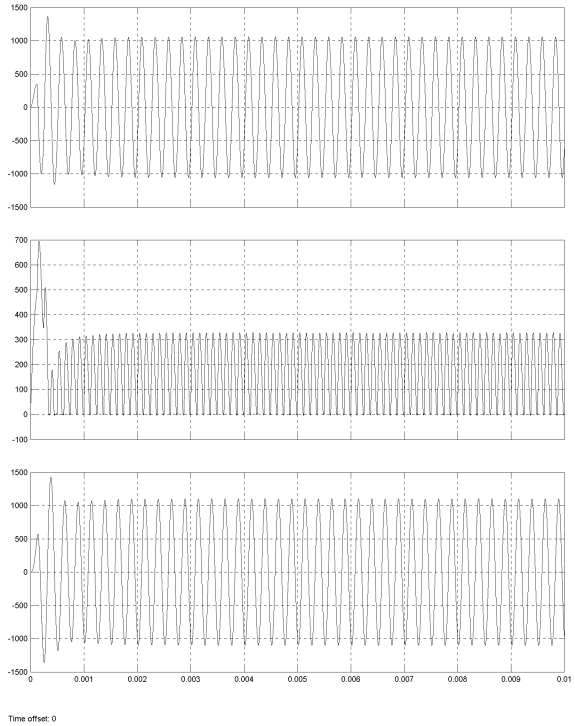
Модела е верифициран на базата на компютърни симулации и чрез сравнение с работещи устройства за реализиране на индустриални технологии.

Проведени са експерименти и в режим на работа като резонансен инвертор. С помощта на методика за инженерно проектиране е проектиран паралелен резонансен инвертор със следните параметри: изходна мощност 100kW; изходно напрежение 700V; фактор на мощността на товара cos φ=0.15; работна честота 4kHz.



Фиг. 6. *Резултати от моделирането на паралелен резонансен инвертор със стойност на коефициента k=1.13*

В резултат на проектирането са получени следните стойности на схемите елементи: входна индуктивност Ld=52.8735μH; параметри на товара: R=0.1102Ω, L=28.9136μH, товарен кондензатор C=63.1915μF. С тях са получени резултати, показани на фиг.6. От изследването на преходния процес се установява, че той е съпроводен с първоначална работа в режим на непрекъснат ток, като се характеризира с близо трикратно увеличение на входния ток в сравнение с установен режим. Това показва, че проектирането не е удачно, въпреки, че в установен режим се постигат параметрите на заданието. Това налага да търсим друга стойност на коефициента на разколебаване k, с която да се повтори проектирането, като целта е да се ограничат колкото е възможно свръхтоковете при пуск. Вследствие на редица експерименти е установена стойност на k, за която се изпълнява това ограничение по максималната стойност на входния ток. Крайните резултати от този итерационен процес са показани на фиг. 7.



Фиг. 7. *Резултати от моделирането на паралелен резонансен инвертор с оптимална стойност на коефициента k=1.31*

По този начин само с числени експерименти се получава оптимизация при зададен определена целева функция и ограничения – например максимални стойности на токове или напрежения на отделни елементи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е представен обобщен модел на паралелни инвертор с електротехнологично приложение. Той е реализиран в съвременна програмна среда за визуално програмиране, като неговата формализация позволява реализацията в произволна среда за математичен софтуер, включително и такива, които са безплатни.

С модела са проведени числени експерименти, целящи оптимизиране на преходния процес на пуск в двата изследвани режима. Вследствие на това са определени подходящи стойности на входната индуктивност.

Предложената процедура е важен елемент от нов подход за проектиране на електронни преобразуватели на електрична енергия наречен моделно базирано проектиране. Неговата същност е създаване на специализирани математични модели на базови схеми, каквато е паралелния инвертор, чрез експерименти с които се намират оптималните стойности на схемните елементи при зададена целева функция и ограничения.

Използвания метод е много подходящ и от методична гледна точка, в това число и за обучение по силова електроника.

БЛАГОДАРНОСТИ

Извършеното изследване се реализира в рамките на проекта "Моделно базирано проектиране на силови електронни устройства с гарантирани показатели", договор ДН 07/06 / 15.12.2016 г., с Фонд научни изследвания.

REFERENCE

[1] Ned Mohan, Undeland, Tore M.; Robbins, William P., „Power Electronics - Converters, Applications, and Design (3rd Edition)", © 2003 John Wiley & Sons.

[2] Berkovich E. I., G. V. Ivenskyi and other; High-frequency thyristor converters for electrical devices, Energoatomizdat, Leningrad 1983. (in Russian)

[3] G. Zinoviev, Fundamentals of Power Electronics - part II, Novosibirsk State University, Novosibirsk, Russia, 2004, (in Russian).

[4] M. H. Rashid, "Power Electronics handbook: devices, circuits, and applications", Academic Press, 2007.

[5] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Second Edition, Kluwer Academic Publishers Group, 2001.

[6] B. L. Dokić, B. Blanuša, "Power Electronics Converters and Regulators" - Third Edition, © Springer International Publishing, Switzerland 2015, ISBN 978-3-319-09401-4.

[7] E. Popov. "Analysis, Modeling and Design of Converter Units (Computer – Aided Design of Power Electronic Circuits)", Technical University Printing House, Sofia, 2005 (in Bulgarian.).

[8] E. Popov, "Computer Aided Design of Power Electronic Devices - Solved Examples", Publishing Technical University of Sofia, pp. 24-32, 2014. (in Bulgarian).

[9] N. L. Hinov, "Power converters of electrical energy with industrial application", Ph.D. Thesis, Technical University, Sofia, 1998, (In Bulg.)

[10] Brichant F., L'ondistor, Dunod, Paris, 1997. (in French)

[11] Bobcheva M., N. Gradinarov and other; Power Electronics; Technical University Press, Sofia 2001. (in Bulgarian)

[12] Gradinarov N.P.; Analysis and development of autonomous resonant inverters with electrical application, Ph.D. Dissertation, Technical University of Sofia, 2002. (in Bulgarian).

[13] A.L. Shenkman, B. Axelrod, V. Chudnovsky, A new simplified model of the dynamics of the current-fed parallel resonant inverter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 47, Issue: 2, Apr 2000, pp. 282 – 286.

[14] V. Chudnovsky, B. Axelrod, and A. Shenkman, "An approximate analysis of a starting process of a current source parallel inverter with high-Q induction heating load," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 294–301, May 1997.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

A SMART HOME APPLICATION BASED ON IoT

Aleksandar Č. Žorić
Faculty of Technical Sciences
University of Priština, Serbia

Čedomir A. Žorić
Bitgear Wireless Design Services
Belgrade, Serbia

Siniša S. Ilić
Faculty of Technical Sciences
University of Priština, Serbia

Bojan Jovanović
The Technical School-Uroševac,
Leposavić, Serbia

Abstract

This paper describes the development of one of numerous IoT applications based on ESP8266 SoC and IC2Cloud server. This application is intended to monitoring and control the indoor temperature with email alert via WiFi network. It is described the hardware design of the application, mobile application for the android platform as well as the device cloud development like the distributable virtual machine. The application designed in that way provides the possibility of developing its own user-friendly android interface to interaction with the hardware. Aditional advantage of such approach of the designing is arbitrary number of devices on the cloud server without the cloud fee.

Using the described design procedure, it is possible to developing more sophisticated applications for home automation.

Keywords: ESP8266 SoC, MIT application inventor, WiFi network, android, device builder, IoT, IC2Cloud.

INTRODUCTION

The Internet of Things (IoT) is a system of interrelated computing devices, mechanical and digital machines, objects, animals or people that are provided with unique identifiers and the ability to transfer data over a network without requiring human-to-human or human-to-computer interaction. The Internet of Things World Forum (IoTWF) predicts that the worldwide installed base of IoT endpoints will grow from 14.9 billion at the end of 2016 to more than 82 billion in 2025. At this rate, the IoT may soon be as indispensable as the Internet itself [1]. Also, broadband Internet is become more widely available, the cost of connecting is decreasing, more devices are being created with Wi-Fi capabilities and sensors built into them, technology costs are going down and smart phone penetration is unmeasurable. All of these things are creating a perfect base for the IoT implementation in the companies, smart buildings, smart cities, transportation, healthcare etc [2]. The inter-networking of physical devices (smart devices or connected devices) and other items embedded with electronics, software, sensors and actuators should enable these objects to collect and exchange data across existing network infrastructure [1], [4].

The designing a simple and complete solution of IoT application to remote monitoring and control the temperature with automatic alert is presented in this article.

DEVICE HARDWARE

The designed hardware is based on the well known System on Chip ESP8266 WiFi module [3] with integrated TCP/IP stack, suitable for adding WiFi functionality to an existing microcontroller. With the complete and self-contained Wi-Fi networking capabilities, ESP8266 can perform either as a standalone application or as the slave to a host MCU.

The SoC is a 32-bit processor (enhanced version of Tensilica's L106 Diamond series), running at 80 MHz, with integrated SRAM, some ROM and WiFi radio.

The compact design minimizes the PCB size and requires minimal external circuitries.

It can be interfaced with external sensors and other devices through the GPIOs.

The ESP8266-01 8-pins very low cost development board with a limited number of I/O lines has been used in this article. This board contains ESP8266 SoC, few capacitors, crystal, an external quick SPI Flash memory and a PCB trace antenna. An integrated UART module has been used to programming the ESP8266-01 board. Owing to such choice of the main component (ESP8266-01), the minimum number of the external components has been implemented to the final IoT design.

Figure 1 shows a simple schematic of the IoT hardware and the component arrangement, used in this paper.

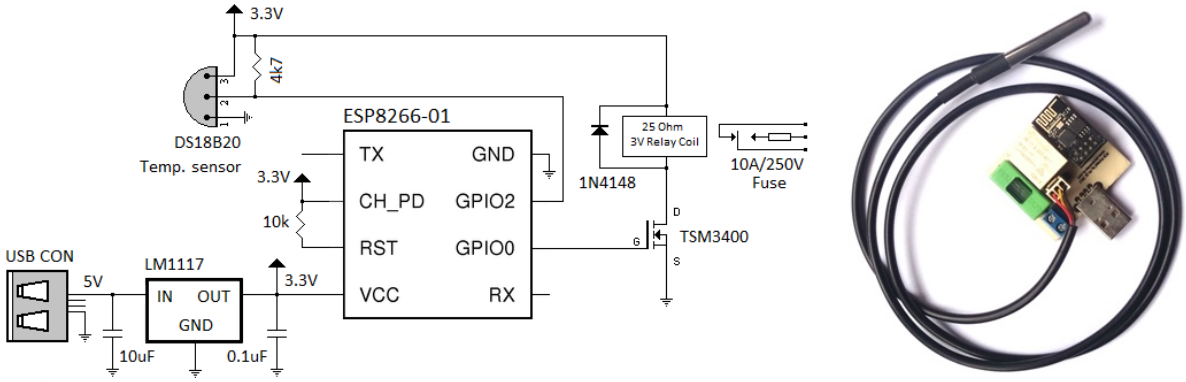


Fig. 1. *IoT hardware design.*

The IoT hardware operates at 3.3V. Average current consumption of the ESP8266 is about 80 mA, while the relay coil current amounts about 130 mA [3]. Fixed voltage regulator is designed to provide up to 1 A output current and to operate down to 1 V input to output differential.

As can be seen in Figure 1, a Dallas's one wire temperature sensor DS18B20 [7] was connected to the GPIO2 pin of the ESP8266-01 board, while for the relay coil control was used NMOS transistor.

Arduino IDE C/C++ compiler has been used to programming the ESP8266-01 board. The Arduino environment lets a user using the familiar Arduino functions and libraries and run them directly on the ESP8266 without an external microcontroller.

ESP8266 Arduino core comes with libraries to communicate over WiFi using TCP and UDP, set up HTTP, mDNS, SSDP, and DNS servers, do OTA updates, use a file system in flash memory, work with SD cards, SPI, One-Wire and IIC peripherals.

DEVICE CLOUD

IC2Cloud is an IoT open platform reducing the complexity of IoT development [5]. The main goal is to move the hardware intelligence into the cloud and minimize the tasks executed by the hardware. Figure 2 shows the main logic of IC2Cloud IoT platform.

As can be seen in the Figure 2, the hardware connected to the IC2Cloud sends information like temperature, pressure, humidity and other data and it can also receive information from the platform.

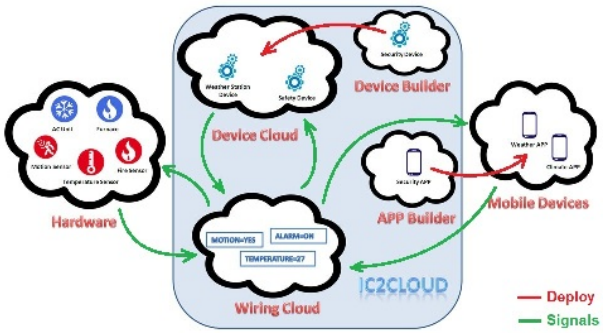


Fig. 2. *Main components of the IC2Cloud IoT system.*

The "*Wiring Cloud*" is the binding between all of other components of the platform. All of signals exchanged in the platform are handled by this component.

"*Device Builder*" is the development tool that allows user to create the virtual device, while the "*Device Cloud*", as a distribute virtual machine, runs the devices created by the "*Device Builder*" tool. Therefore, the "*Device Builder*" and "*Device Cloud*" are software components running in the cloud that has the role to execute a certain logic specific to the overall desired functionality.

IC2Cloud platform provides an extensive visual language that gives the ability to run any logic in the cloud while the hardware simply acts as sensor or an actuator.

"*APP Builder*" is the tool to create the mobile application for monitor and control of the system on a smart phone or a tablet.

Created device cloud logic is shown in the Figures 3.a and 3.b.

Fig. 3.a. *Initial logic of the "Device Cloud".*

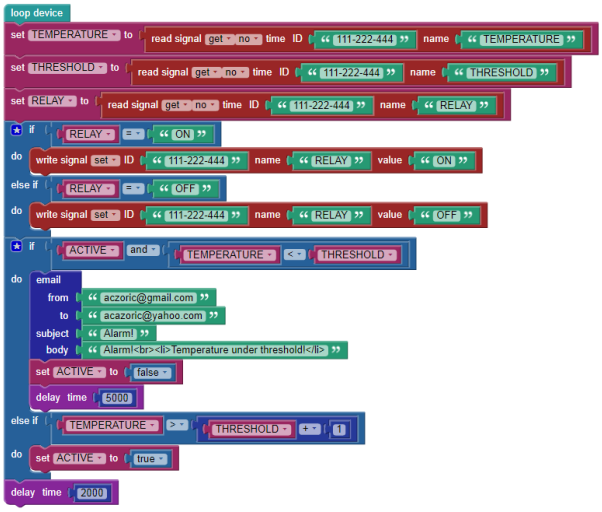


Fig. 3.b. *Main loop of the "Device Cloud".*

As can be seen in Figure 3.a and 3.b, the cloud logic is similar to a puzzle like language using blocks that is very easy to learn. Using drag and drop functions the user can build a device quickly. This type of language insulates the user from the complexities of a classic language like C or Java, but it does not lose from the power of a classic programming language [5].

The cloud logic is fairly simple. After initialization of the signals, Figure 3.a, the device cloud will read the temperature, threshold and state of the relay. It will send an email if the temperature goes under the threshold. The threshold signal is set using the mobile application. Once that is done the device cloud can be started. To test and run the device cloud, the "*Signal Manager*" and "*Device Manager*" tools are available.

MOBILE APPLICATION

The mobile application was created using App Inventor platform from MIT [6]. App Inventor consists of the "*Designer*" and "*Blocks Editor*".

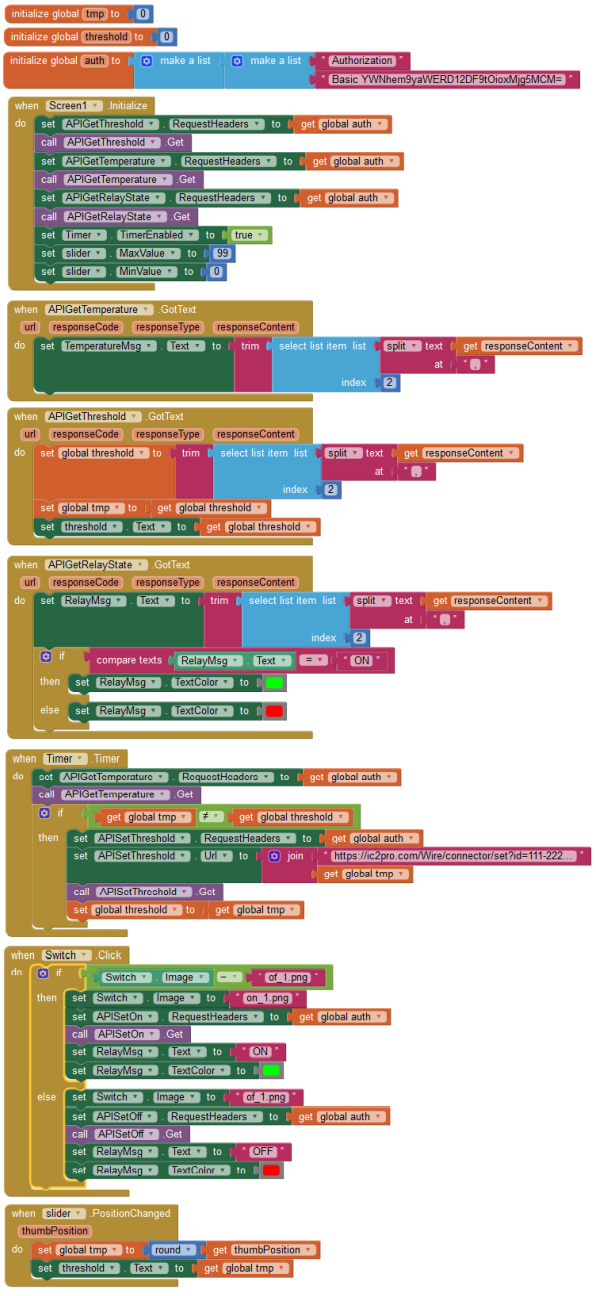


Fig. 4. *Program structure of the mobile application.*

Using the "*Designer*", an user can arranging on- and off-screen components from the component's palette, drag components from the palette to the viewer and change the components properties (color, size, behavior).

The block diagram was created by finding the blocks in the component-specific drawers, by dragging them to the "*Blocks viewer*" or

"*Blocks Editor*" and by mutual connecting. Consequently, by dragging blocks from the drawers to the "*Blocks viewer*", the appropriate relationships and behaviors were created. In total this represents the program.

Figure 4 presents the created block diagram of the mobile application. As can be seen in the Figure 4, the structure of the program is similar to the program structure of the "*Device Cloud*" creating by "*Device Builder*" (puzzle) on the IC2Cloud IoT platform.

After initialization the screen and some global variables, see Figure 4, three APIs were created for temperature, threshold and relay state reading. When periodical Timer event occurs, the API set the temperature threshold, below whom the application send email alert. When clicking to the switch, see Figures 4 and 5, API set on or off, depending on the switch state before clicking.

Fig. 5. *Screenshot of the mobile application*

The temperature threshold can be changed by using the slider. When slider position changes, the temperature threshold text sets to the thumb position.

Screen review of the described mobile application is shown in Figure 5. Besides the actual temperature indicator, an user can control a relay switch as well as the slider to setting temperature threshold.

CONCLUSION

Remote control and monitoring of things from anywhere has become possible today owing to the global Internet network.

A step by step process of designing the simple Internet of Things application with the ESP8266 WiFi module was the topic of this article. Except the ESP8266 firmware, the application hardware and the software support are fully explained. The mobile application can control any consumer as heater and notify the user if the temperature dropped below the chosen threshold.

Further improvements of this solution relate to the addition of more different digital sensors, more switches for controlling a larger number of consumers as well as multiple decision thresholds.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia within the project III 47016.

REFERENCE

[1] Mung Chiang & Tao Zhang: '*Fog and IoT: An Overview of Research Opportunities*', IEEE Internet of Things Journal, Vol. 3, Issue 6, 2016, pp. 854-864.

[2] A. Zanella, N. Bui, A. Castelani, L. Vangelista, M. Zorzi: '*Internet of Things for Smart Cities*', IEEE Internet of Things Journal, Vol. 1, Issue 1, 2014, pp. 22-32.

[3] *www.espressif.com*, ESP8266EX datasheet, ver 5.4, 2017.

[4] S. Kamenov: '*Ethernet System Module for Monitoring Climate Parameters*', Proc. of Int. Sci. Conference UNITECH-2016 – Gabrovo, Bulgaria - 2016. - Vol. I. - P. 287–290.

[5] *www.ic2cloud.com/documentation*

[6] *http://appinventor.mit.edu/explore/library.html*

[7] *https://datasheets.maximintegrated.com,* DS18B20-one wire temperature sensor datasheet.

СИСТЕМА ЗА СЪБИРАНЕ И ОБРАБОТВАНЕ НА ИНФОРМАЦИЯ ОТ СЕНЗОР НА ХОЛ, ЧРЕЗ ЕДНОПЛАТКОВ КОМПЮТЪР

SYSTEM FOR COLLECTING AND PROCESSING INFORMATION FROM A HALL SENSOR VIA A SINGLE BOARD COMPUTER

Искрен Кандов
Технически университет Габрово
Iskren Kandov
Technical University of Gabrovo

Анатолий Александров
Технически университет Габрово
Anatoliy Aleksandrov
Technical University of Gabrovo

Горан Горанов
Технически университет Габрово
Goran Goranov
Technical University of Gabrovo

Abstract

The use of new type systems for collecting and processing information from Hall sensors, allows both remote monitoring and the ability to combine the results of multiple measurement systems into one common system with a user-friendly interface. The measured values of the sensors can be presented in tabular or graphical form individual for each measurement system.

Keywords: Hall sensor, Single board computer, System for collecting Sensor information.

ВЪВЕДЕНИЕ

Прецизността при измерване на дадена физична неелектрическа величина се определя от точността на преобразуването и в електрически сигнал. Видът на измерваната неелектрическа величина определя типа на сензора. За измерване на големината на магнитното поле се използва ефектът на Хол, като измерената стойност на магнитното поле се преобразува в електрически сигнал. Линейният характер изменяне на напрежението на Хол от магнитното поле ***B*** и тока I е основна причина за широкото използване на такъв тип сензори. Поради много малките разлики в измерванията, както и ниските стойности на изходния сигнал се налага изходният сигнал да бъде усилен, като вече усиленият аналогов сигнал подлежи на обработване. Аналоговият сигнал освен полезна, носи и доста ненужна и дори грешна информация. За отстраняване на този недостатък изходният аналогов сигнал се преобразува в цифров чрез 10 bit АЦП.

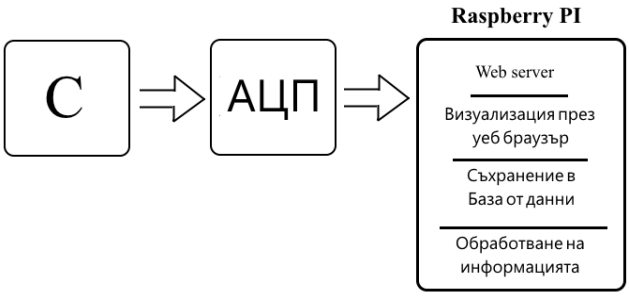
Преобразуваният цифров сигнал се обработва значително по-лесно, като е заложено този цифров сигнал да се обработва от система, състояща се от едноплатков компютър от вида Raspberry PI.

Този тип едноплаткови компютри се различава от подобните си, като позволява инсталация на няколко вида операционни системи. Една от възможните за инсталация операционни системи е Linux, който е в основата на системата за събиране и обработване на информация от сензор на Хол.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Различията на системите за обработване на информация от различни сензори и сензорни мрежи налагат използване или на няколко отделни системи, или търсене на унифициран вариант, позволяващ бъдещо надграждане.

На фиг. 1. е представена блокова схема на системата за обработка и съхраняване на информация от сензор на Хол, реализирана чрез Raspberry PI.



***Фиг. 1**. Блокова схема на системата*

Системата се състои от сензор – **SS49E**, чрез който се измерва магнитното поле в диапазон ±0.15 μT при захранване Ucc = 5 V. Изходното напрежение достига 4.95 V, като изменението му е линейно. За стойност от 0 T изходното напрежение е 2,5 V [2].

MCP2008 представлява 10bit аналогово-цифров преобразувател, необходим поради липсата на аналогови входове на Raspberry Pi. Преобразуваният цифров сигнал се предава посредством SPI, използвайки определените за това изводи, като информацията се съхранява в определен системен буфер.

Поддръжката на операционна система от използвания едноплатков компютър позволява инсталиране на Linux OS, на базата на която се конфигурира работата на Raspberry като уеб сървър. Инсталирането на база от данни дава възможност за съхранение на информацията, получена от сензора, както и позволява релативното и селектиране. Достъпването до публикуваната информация е посредством интернет връзка.

Конфигуриране на Raspberry PI като Web server.

За да работи като Уеб сървър е необходимо инсталирането на няколкото отделни програмни пакети.

- ☐ Apache web
- ☐ MySQL database
- ☐ PHP module
- ☐ Pyton update

Apache е популярен безплатен уеб сървър, който позволява на Raspberry да обслужи уеб страници. Сам по себе си, Apache може да обработва HTML файлове през HTTP, и с допълнителни модули може да обработва и на динамични уеб страници с помощта на скриптови езици. За инсталиране на Apache уеб върху Raspberry PI се използва следната команда:

sudo apt-get install apache2 -y

По подразбиране, Apache поставя тестов HTML файл в уеб директорията (WWW). Самата уеб директория както и index.html файл са собственост на администратор, което ограничава първоначалното им ползване. За да се редактира файла, трябва да сме притежатели на администраторски права [3].

За обработване на динамични уеб страници е необходимо поддържане на скриптови езици.

Инсталирането на PHP ще позволи на Apache Web сървър да обработи динамичните PHP файлове. Инсталират се PHP5 и модула PHP5 за Apache.

sudo apt-get install php5 libapache2-mod-php5 –y

След инсталацията е необходима промяна на разширението на поддържаните файлове от .html на .php

sudo mv index.html Hall_system.php

Използването на база от данни за съхраняване на информация допълнително увеличава възможностите на уеб приложенията.

Инсталиране на MySQL сървър е най-често използваният SQL сървър и е за предпочитане през SQL Lite поради по-лесната си инсталация и настройка. Поддържа също управление на броя потребители както и техните права върху. MySQL може да се използва в клиент-сървър архитектури, където клиент на базата данни трябва да има достъп до базата данни от разстояние.

Инсталирането и връзката на MySQL с PHP се извършва чрез следните команди:

sudo apt-get update
sudo apt-get install mysql-server
Връзка на MySQL с PHP
sudo apt-get install php-mysql

Разработване на динамична уеб система за достъп и визуализация.

Разработката на такъв тип уеб система позволява достъпване и визуализация на резултатите получени от сензора на ХОЛ използвайки интернет връзка. Изградена е на базата на HTML и PHP, което представляват програми езици използвани в уеб среда, и база от данни от типа MySQL за съхранение на получената информация.

За визуализиране на резултатите в графичен вид, се налага инсталиране на модул - **Chart.js**, който е съвместим с досега инсталираният и конфигуриран софтуер [4].

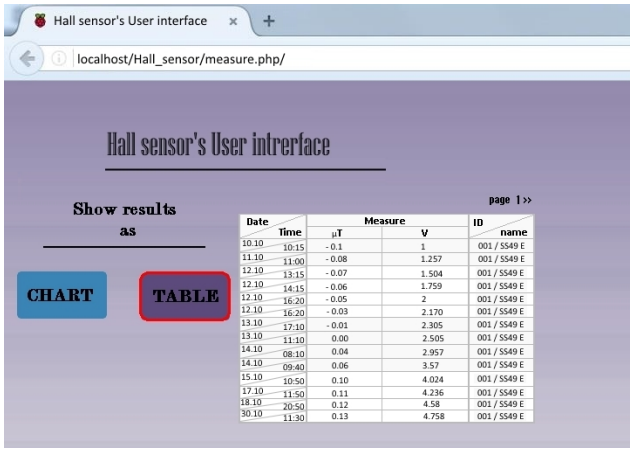
Създава се база от данни, както и потребител който да я използва, като предварително се дефинират неговите права подробно представени в [1].

Измерената информацията за магнитното поле получена от сензора се съхранява в поле от таблица създадена в базата от данни с помощта на PHP команди, като допълнителна информация се записва дата и часа на всяко от направените измервания. Към всеки запис е създадено е и допълнително поле „**user**“, съдържащо името или адреса на устройството. Идеята е разширяване на възможностите на системата, като позволим използването на една база от данни, от две различни измервателни системи.

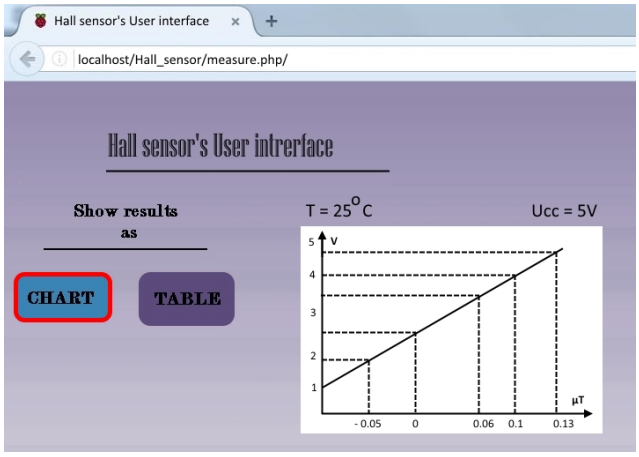
Разработване на потребителски интерфейс.

За ползване от различни потребители, визията на потребителският интерфейс, трябва да е с улеснена структура, и е изградена чрез използване на няколко програмни езици в интернет среда.

Предварителната конфигурация на Raspberry –то за работа като уеб сървър позволява достъпване до потребителският интерфейс посредством уеб браузър, като е зададен предварително статичен IP адрес и порт за достъп. С помощта на PHP скрипт, динамично се извиква съдържанието на записите в базата от данни, подредени в табличен вид, разделени по 15 записа на страница. На фиг.2 е представен изглед на потребителският интерфейс. Представените резултати от направените измервания могат да бъдат представени в табличен вид (фиг.2), и в графичен вид като зависимостта на напрежението във функция от магнитното поле U = f(μT) (фиг. 3).



Фиг. 2. *Потребителски интерфейс*



Фиг. 3. *Представяне в графичен вид*

Преминаването от графичен в табличен вид и обратно се осъществява, чрез натискане на определеният бутон, като зависимостта се построява, на базата на резултатите представени на една страница или най-много на 15 измервания. За визуализацията на данните се използва Chart.js, като извличането на записите се попълва в двумерен масив, необходим за реализацията на графичната зависимост.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработената система за събиране и обработка на информацията от сензор на ХОЛ на базата на Raspberry PI, позволява достъпването на резултатите отдалечено посредством използването на интернет среда. Получените резултати от сензора могат да се визуализират освен в табличен но и в

графичен вид, като може да се използва възможността няколко отделни системи да извършват записи в една и съща база от данни, като се съпоставят измерените резултати от отделните измервателни системи.

Унифицирането на системата за събиране и обработка на информация както и възможността за запис на данни от различни устройства позволява лесното и използване чрез потребителски интерфейс, и възможността за съвместна работа с други подобни софтуерни продукти.

БЛАГОДАРНОСТ

Изказваме благодарност на ФНИ, подкрепил изследванията ни чрез проект № дн 07/18 от 15.12.2016 г.

REFERENCE

[1] Kandov, I., G. Goranov., G. Mironova., B. Petrov., V. Todorova., - Web-based system for measurement human heart rate - Journal of the Technical University of Gabrovo, Edition 54 Izvestia TU Gabrovo 2017г. ISSN 1310 – 6686
[2] https://www.addicore.com/SS49E-Linear-Hall-Sensor-p/ad316.htm - 2017.
[3] https://www.raspberrypi.org - 2017.
[4] http://www.chartjs.org/ - 2017.

VIRTUAL INSTRUMENT FOR ANGULAR POSITION AND VELOCITY MEASUREMENT BASED ON IMPROVED PSEUDORANDOM BINARY ENCODER

Goran Miljković
University of Niš,
Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Miroljub Pešić
University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Milan Simić
University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Aleksandar Jocić
University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Abstract
Signals from realized improved pseudorandom binary encoder, which have two mutually shifted pseudorandom code tracks and one synchronization track, were brought to the inputs of the acquisition card and exploited in virtual instrument for angular velocity and position determination. This encoder enabled the application of advanced code reading error control techniques, as well as the operation in case of failure of a single code track or one code reading head. This system can be used in many applications where it is necessary to reliable and accurately measure the angular position and velocity.

Keywords: pseudorandom binary sequence, absolute pseudorandom position encoder, virtual instrument, LabVIEW

INTRODUCTION

Modern industrial automation systems require reliable and accurate position transducers for achieving excellent control. Optical encoder is often used for this purpose. In the paper is used new pattern of code disc, based on pseudorandom binary sequences, with the aim of improving resolution and reliability of absolute optical encoder.

Concept of virtual instrumentation is used for implementation of operation algorithm for proposed angular position and velocity measurement [1, 2]. Virtual instrument acquires signals from encoder through USB acquisition card and determines position and speed information in an algorithm implemented in LabVIEW software. This instrument is easy to upgrade and change, in order to get an optimal working algorithm. The main sources of measurement uncertainty in the virtual instrument [3] are in transducers, circuits for signal conditioning, data acquisition hardware, application software for measurement and computer.

Pseudorandom absolute position encoders use property of pseudorandom binary sequence (PRBS) that window of width n, which moves along the n-bit sequence can extract a unique code word for absolute position determination [4, 5]. Code words are arranged longitudinally on the pseudorandom code track, and two successive code words differ in only one bit. These encoders have one code track, regardless of resolution, and can apply serial code reading, which is a significant advantage over classical absolute encoders. Also, the advantage of these encoders in comparison to the classical ones may be due to the possibility of applying advanced techniques for code reading error detection.

Pseudorandom position encoder must have a code reading system [5, 6], the synchronization system [5, 7, 8], the pseudorandom/natural code converter [5, 8, 10], and it is preferable the code reading error detection system [9]. The code reading can be implemented with one or two sensor heads, but also with a linear array of photodetectors.

Synchronization method is usually implemented using external synchronization track. In order to get the natural code, pseudorandom/natural code conversion is done, serial, slower method or parallel, faster but hardware more expensive method, and can also compromise solution over serial / parallel converters.

Virtual instruments for measurement of angular position and angular velocity based on the signals from incremental encoders can be found in the literature [11]. In this paper is presented virtual instrument for measuring the angular position and velocity based on the signals from the code disk of pseudorandom absolute position encoder.

REALIZED PSEUDORANDOM ABSOLUTE POSITION ENCODER

First, it was designed and printed code disk of encoder with diameter 50 mm on plastic foil, with synchronization and two mutually shifted 10-bit pseudorandom code tracks. The disk is centered on the motor shaft, and the reading is done with MO-PMD09 optical sensor (www.micropto.com), Fig. 1. Separate reticle for guidance of infrared light beam is also designed specially for this disk.

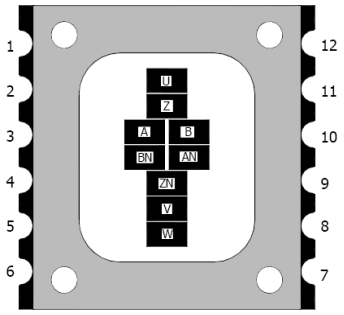


Fig. 1. *MO-PMD09 optical sensor for encoder*

Electronic system for the code disc reading of this pseudorandom absolute position encoder is also realized, Fig. 2. Four diodes (A, AN, B, and BN) from the MO-PMD09 chip are used for differential scanning of the synchronisation track, one diode ZN for scanning of the pseudorandom code track, and also one diode W for scanning of shifted pseudorandom code track. The photodiodes are inversely polarized and used in a "photoconductive" mode, their internal P/N junction capacitance is then smaller, which assures higher operating frequencies. The quad CMOS rail-to-rail input and output MCP6024 operational amplifiers (made by „Microchip") are used for the photodiodes' current-to-voltage conversion. The obtained quasi-sine wave are then shaped into digital (TTL) signal.

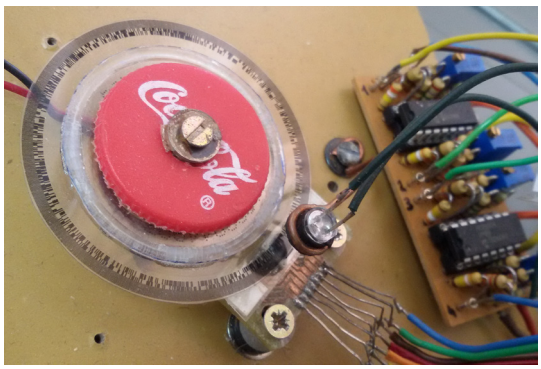


Fig. 2. *The code disk with an electronic system of code reading*

The implemented system provides four signals, two with a synchronization track and two with two pseudorandom code tracks. These signals are channeled into four digital inputs of the USB acquisition card NI USB-6341. This acquisition card has 16 analog inputs with sampling rate 500 kS/s, 2 analog outputs, 24 digital inputs/outputs, 4 counters, etc. So, four inputs signals can be sampled with a maximum of 125 kS/s, which is enough for this realization.

The two signals obtained from synchronization track are phase shifted for 90° and are used to determine the direction of rotation as well as to accurate determine the moment of pseudorandom code reading. Also, one signal from synchronization track is used for angular velocity determination using counters in acquisition card. Pseudorandom code tracks are mutually shifted for 9 bits, so read bits from one pseudorandom code track is used for forming a code word when rotation is in clockwise direction, and read bits from the shifted pseudorandom code track for opposite direction.

VIRTUAL INSTRUMENT FOR ANGULAR POSITION AND VELOCITY MEASUREMENT

Based on signals, read bits, from pseudorandom code tracks the 10-bit code word is formed in the shift register of virtual instrument. When the encoder starts, initial time is needed until the first 10-bit code word

is formed, or until the first valid position is determined, which is a consequence of the serial code reading. The problem of determining a position when changing the direction of rotation, which exists in the case of using one code reading head, is solved by introducing another code reading head for shifted pseudorandom code track. After forming the first valid 10-bit code word, with each subsequent read bit, the virtual instrument gets new 10-bit code word that is compared to the previous code word differs only in one bit.

The formed pseudorandom code word from previously read 10 bits is stored in the shift register in the block diagram of the virtual instrument. The code word is then converted from pseudorandom to natural code using a serial code converter based on the Fibonacci generator of PRBS [10]. The code word which was adopted as the initial code word is determined during mounting process of encoder to the motor shaft, where some properties of PRBS can be exploited for easier solution of this problem. This initial code word is used as a reference with which to compare the read code word, and the generated code words of the Fibonacci generator in each clock period. The binary counter is used to determine the required number of steps to equalize the initial code word with the contents of the Fibonacci generator registry. On this way is obtained information about absolute position. The feedback configuration of Fibonacci generator in code converter must be compatible with configuration which is used during generation of 10-bit PRBS.

Front panel of realized virtual Instrument, Fig. 3, displays real time signals with a synchronization (channel A and B), as well as with two shifted pseudorandom code tracks (PRBS1 and PRBS2). Also, on the front panel there is information about the direction of rotation, then a part of the read PRBS sequences (LED array indicator), as well as information about angular position and velocity. Determined absolute position is displayed in digital form using waveform chart, where the position changes in the range 1-1024. Acquisition parameters (sampling rate, buffer size) of input signals can be changed in the front panel of the virtual instrument.

The angular velocity is determined using the direct counting method shown in reference [12], using pulses in one signal from the synchronization track. This acquisition card has two general purpose 32-bit counters which are used for angular velocity measurement. Applied simple method is based on counting of pulses from synchronization track in fixed time interval. Realized encoder has 2048 pulses from synchronization track per one rotation, which can be increased by detecting each transition (rising and falling edges) of both signals from synchronization track, when resolution is bigger by a factor of four.

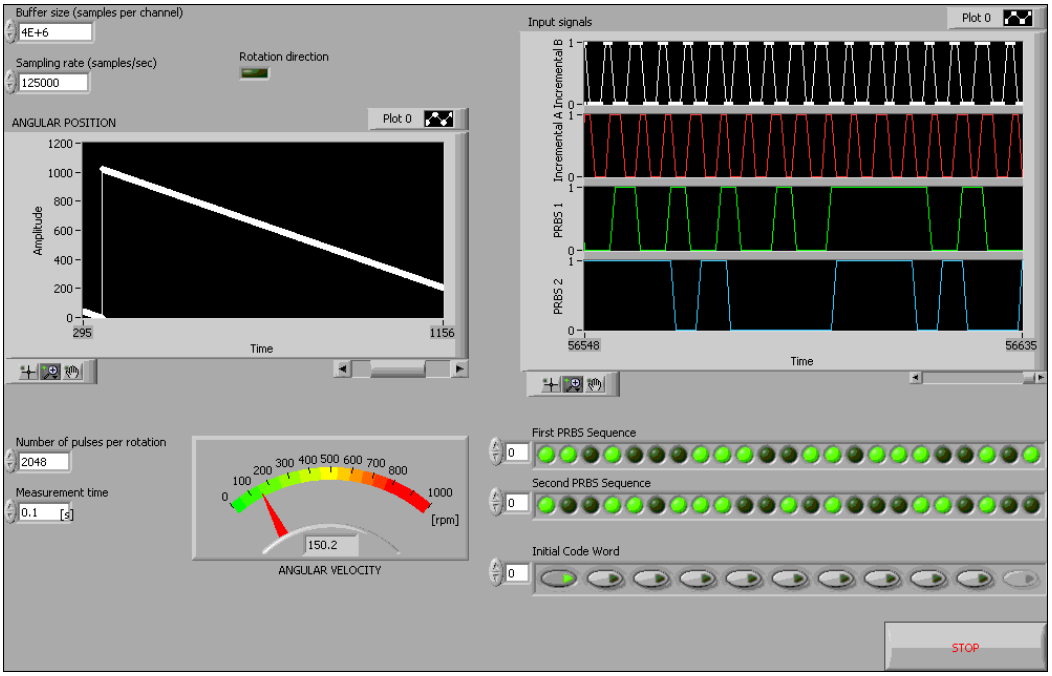


Fig. 3. *Front panel of realized virtual instrument*

The accuracy of the read code bit is checked and based on this the further operation of the encoder is determined [9]. If no code reading error has occurred, the absolute position is determined by applying pseudorandom/natural code conversion. The procedure for checking the accuracy of the read bits makes it possible to determine whether the error occurred in one code track or in both. If the error of the read bits has occurred in both code tracks, the encoder continues to operate in the incremental mode, where the increment or decrement of the value of the position is made based on the direction of rotation. However, if the bit read error occurred in a single code track, the encoder continues to operate in a reduced reliability mode with a single code track.

Electronic block of encoder is usually realized using the microprocessor or programmable FPGA, and realized operation algorithm of presented encoder can be transfered to this circuits.

CONCLUSION

It is presented one reliable absolute position 10-bit encoder with disc diameter 50 mm based on pseudorandom binary sequence. Working algorithm is implemented using virtual instrumentation concept which is one modular and adaptive system for measuring angular position and velocity. Based on the signals obtained from the electronic system for code reading a reliable position and velocity information is obtained. Advanced code reading error detection techniques have been implemented, as well as work in the event of failure of one reading head for code track or contamination a part of the code track. So, encoder can work with two code tracks, the most reliable working regime, then with one code track, working mode with reduced reliability, or in worst case scenario as incremental encoder using synchronization track.

ACKNOWLEDGEMENT

Research activities presented in this paper, are supported by funds of the Serbian Ministry of Education, Science and Technological Development, having the reference project number TR 32045.

REFERENCES

[1] V. Smiesko and K. Kovac, Virtual instrumentation and distributed measurement systems, in Journal of Electrical Engineering, vol. 55, no. 1-2, pp. 50 - 56, 2004.

[2] G.S. Georgiev, G.T. Georgiev, S.L. Stefanova, Virtual instruments – functional model, organization and programming architecture, in Information theories & applications, vol. 10, pp. 472-476, 2003.

[3] X. Jing, B. Xu, C. Wang, S. Yhu, G. Pu, S. Dong, Evaluation of measurement uncertainties of virtual instruments, in Int. J. Adv. Manuf. Technol., vol. 27, no. 11-12, pp. 1202 - 1210, 2006.

[4] F.J. MacWilliams, N.J.A Slone, Pseudo-random sequences and arrays, Proceeding of IEEE, Vol. 64, No. 12, pp. 1715-1728, 1976.

[5] E. M. Petriu, J. S. Basran, On the position measurement of automated guided vehicles using pseudorandom encoding, in IEEE Trans. IM, vol. 38, no. 3, pp. 799-803, 1989.

[6] M. Arsić, D. Denić, New pseudorandom code reading method applied to position encoders, in Electron. Lett. vol. 29, pp. 893-894, 1993.

[7] D. Denić, G. Miljković, Code reading synchronization method for pseudorandom position encoders, in Sensor. Actuat. A-Phys. vol. 150, pp. 188-191, 2009.

[8] E.M. Petriu, J.S. Basran, F.C.A. Groen, Automated guided vehicle position recovery, in IEEE Trans. Instrum. Meas. vol. 39, pp. 254-258, 1990.

[9] D. Denić, M. Arsić, Checking of pseudorandom code reading correctness, in Electron. Lett. vol. 29, pp. 1843-1844, 1993.

[10] D. Denić, I. Stojković, Pseudorandom/natural code converter with parallel feedback logic configuration, in Electron. Lett. vol. 46, pp. 921-922, 2010.

[11] N. Patrascoiu A. Poanta A. Tomus, B. Sochirca, Virtual Instrumentation used for Displacement and Angular Speed Measurement, in International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, vol. 5, no. 2, ISSN: 1998-4464, pp. 168-175, 2011.

[12] G. Miljković, D. Živanović, D. Denić, J. Lukić, M. Simić: „Virtual instrumentation used for angular velocity measurements and detection of shaft rotation direction“, 11th International Scientific Conference UNITECH ’11, Technical University of Gabrovo, Gabrovo, Bulgaria, 18-19 November 2011, Vol. II, pp. 403-408, 2011, ISSN 1313-230X.

НАПРАВЛЕНИЕ 3

КОМУНИКАЦИОННА ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

SESSION 3

COMMUNICATION ENGINEERING AND TECHNOLOGIES

INFLUENCE OF REDUNDANT PACKET SENDING ON THE QUALITY OF VOIP CONNECTION

Dragan Mitić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Mihailo Stanić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Mladen Mileusnić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Aleksandar Lebl
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Vladimir Matić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Žarko Markov
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Abstract

In this paper we analyze an influence of redundant packet sending on the quality of packetized voice connections. The analysis starts from a real trace record of error distribution on a link and this record is used as an input set of data for simulation process realization. It is proved that, for two-fold content repeating, voice quality is improved, but, if voice content is repeated more than two times, effect of additional delay in packet transmission on the voice quality decrease overcomes positive effect of redundant packet sending to its loss probability and burstiness. The analysis includes subjective variation of connection rating factor: it does not change immediately to its calculated (or estimated) value, but it exponentially tends to this value.

Keywords: VoIP, voice connection quality, redundant packet sending, subjective rating factor.

INTRODUCTION

Today Internet is more and more present in our lives. New services with always increasing throughput demand are continuously introduced. But, voice communication, as the fundamental service, remains very important and each analysis, dealing with its better quality, deserves to devote it our attention.

In this paper we analyze possibility to improve voice connection quality by redundant packet sending. Redundancy means that voice packets, containing coded signal samples from the same voice segments, are transmitted in more consecutive frames. In this way packet loss probability is decreased, thus increasing voice connection quality. But, in the same time, signal delay is increased, leading, as a consequence, to the decrease of voice connection quality.

STARTING ELEMENTS OF THE ANALYSIS

VoIP connection quality may be expressed in several ways. One possibility is the use of E-model, which is one of starting elements in our analysis.

E-model is calculation model defined in [1]. According to its definition, the starting element in an analysis is the quality of ideal connection ($R0$=94). Starting from this value, connection rating factor (R), which is the measure of connection quality, may be expressed as:

$$R=R0-I_S-I_D-I_e+A \quad (1)$$

where it is:

I_S – simultaneous impairment factor;

I_D – factors expressing influence of transmission delay and echo;

I_e – equipment impairment factor: it collects influence of mutually independent elements: codec (compressor) type, packet loss and packet loss concealment (PLC);

A – advantage factor, representing connection quality improvement, if connection quality is better than it is expected.

Influence of I_e (i.e. its corrected value effective equipment impairment factor - $I_{e\text{-}eff}$ in (1)) can be modelled by the equation, [1]:

$$I_{e\text{-}eff} = I_e + \frac{(95 - I_e) \cdot P_{pl}}{B_{pl} + \frac{P_{pl}}{BurstR}} \qquad (2)$$

where it is:

P_{pl} – packet loss probability (in percents);

BurstR – burst ratio: relation of average burst loss length in an arrival sequence to the average length of random (single) packet loss;

B_{pl} – packet-loss robustness factor: it expresses coder (compressor) resistance to packet loss.

The value of *BurstR* is approximately equal to the mean number of successive lost packets.

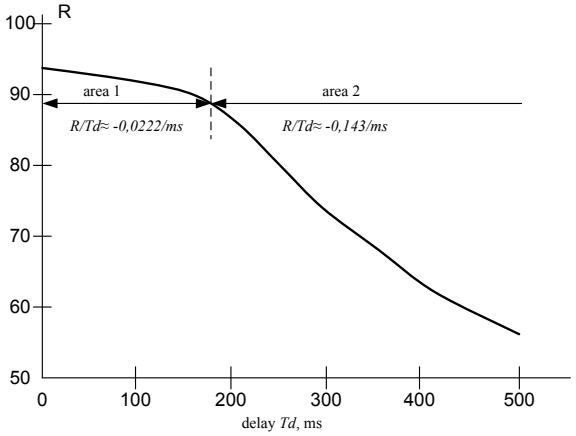


Fig. 1. *The variation of connection rating factor as a function of packet delay and the slope of this factor decrease*

The second starting element of our analysis is the variation of connection rating factor (R) as a consequence of packet transmission delay (T_d). This variation is presented by graph in Fig. 1, sketched on the base of Fig. 2 from [2], i.e. Fig. 1 from [3]. Connection rating factor is decreased when packet delay is increased. The slope of this decrease is smaller for smaller values of delay, but for greater values of delay it becomes greater. The approximate slope value is presented in Fig. 1.

The third starting element of our analysis is modelling subjective connection quality estimation as a consequence of impairment variation, [4]. When, for example, data transmission conditions on a line changes from a gap (errorless or small error value period) to a burst (packet loss period), this variation is not perceived immediately. Subjective voice quality estimation changes exponentially from instantaneous rate level towards the new rate level. This estimation of impairment variation is presented in Fig. 2. As a consequence, subjective rating factor variation may be also estimated on the basis of (1).

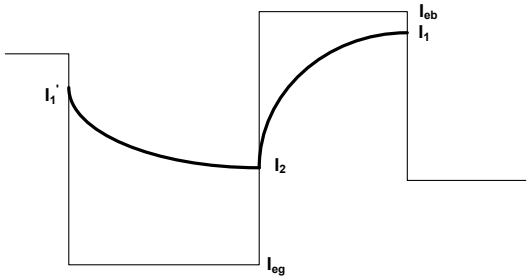


Fig. 2. *Voice connection impairment variation when transmission conditions on a line are changed*

According to designations from Fig. 2, estimated impairment values in the moment of transition from burst to gap (I_1) and vice versa (I_2) can be expressed by equations, [4]:

$$I_1 = I_{eb} - (I_{eb} - I_2) \cdot e^{-\frac{b}{t_1}} \qquad (3)$$

$$I_2 = I_{eg} + (I_1 - I_{eg}) \cdot e^{-\frac{g}{t_2}} \qquad (4)$$

where I_{eb} is impairment value in a burst period and I_{eg} is impairment in a gap period. Typical time constants of impairment decay are t_1=5s in a burst period and t_2=15s in a gap period.

REDUNDANT PACKET STRUCTURE

Fig. 3 presents packet structure for redundant sending of voice signal over Internet. More detailed structure of transmitted packets in this case is presented in [5]. Each Internet packet consists of standard protocol headers and ending content. Packet payload (in this case coded voice) is situated between

headers and ending. In the example from Fig. 3 it is presented that content of each signal segment is transmitted three times. In the first packet we have signal from the last segment in that moment (*n*), but also from previous two segments (*n-2* and *n-1*). If we consider three consecutive packets, it is obvious that voice signal from segment *n* is transmitted three times, but the first time as the signal from the last segment, the second time as the signal from the previous segment, and the third time as the signal from the segment two packetization intervals ago. In this way, necessary channel bandwidth is increased. The voice signal from segment *n* is transmitted correctly if at least one of three presented packets is transmitted correctly. In other words, if the burst loss length is less than three, voice signal is transmitted successfully. At the receiving side of a connection packet is considered lost if content with error is received or if a packet arrives with successive delay, thus causing too great rating factor decrease, according to Fig. 1.

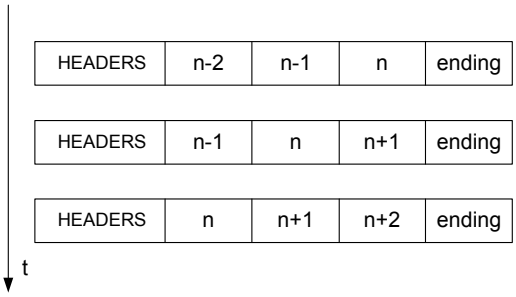


Fig. 3. *Redundant sending of voice signal packets over Internet*

SIMULATION PROCESS

Influence of redundant packet sending is analyzed starting from the distribution of packet loss, presented in figures 7-10 from [6]. For our purposes we used Fig. 7 to determine the probability to lose smaller number of consecutive packets (till 9 of them) and Fig. 10 to lose 10 or more than 10 consecutive packets. This distribution has been already used to determine distribution of voice connection quality during some time period, [7].

The flow-chart of simulation process is presented in Fig. 4. It starts by the simulation of the link event: whether the next packet (or packets) is (are) lost. It is two-step random number generation process. Implemented random numbers are uniformly distributed in the range (0,1). If the first generated random number is

$$RN1 < \frac{P_{plm}}{B_m \cdot 100} \tag{5}$$

where P_{plm} is simulated mean packet loss and B_{mean} is the mean number of consecutively lost packets, the next packet (or packets) will be lost (otherwise, the following packet is not lost). In a case of packet loss, the second generated random number is used to determine the burst length, in such a way that this random number is compared to the cumulative distribution function (CDF) of burst loss length. The complete range of random numbers is separated to *K* segments, where *K* corresponds to total number of possible burst lengths. If the generated random number is in the range $0<RN2<CDF_1$, the following loss corresponds to random loss (of only one packet). If the generated number is in the range $CDF_1<RN2<CDF_2$, the following loss corresponds to burst loss of two consecutive packets, and so on. If $CDF_{i-1}<RN2<CDF_i$, *i* consecutive packets are lost.

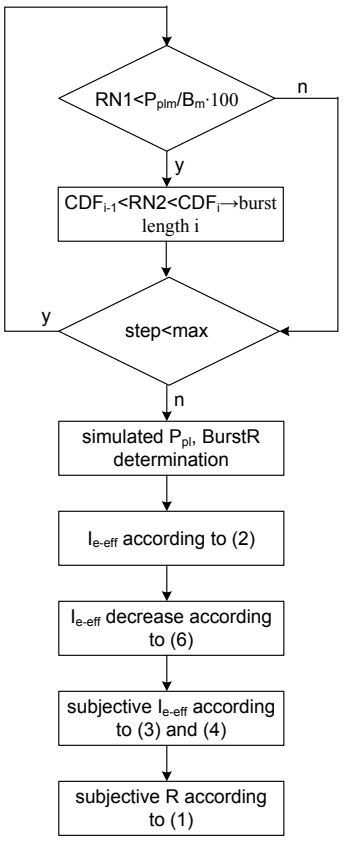


Fig. 4. *Flow-chart of the simulation process*

This simulation process continues until the number of generated events on a link approaches the packet segment length (designation max in Fig. 4). After this part of simulation is finished, the detailed record of link loss is used to determine simulated instantaneous P_{pl} and *BurstR*. Simulation is finished by applying (2) to determine $I_{e\text{-}eff}$ value in the considered connection segment and, after that, applying (3) and (4) to calculate subjective $I_{e\text{-}eff}$. The value of subjective rating factor R may be obtained from (1) directly when $I_{e\text{-}eff}$ is determined and if influence of I_s, I_d and A is neglected.

In our analysis, presented simulation process is applied three times: first at the originally generated loss sequence, than at the sequence with two times sent redundant content, and at the end for the sequence with three times sent redundant content. In the case of two times sent content all single lost packets are improved and when two consecutive packets are lost, they are converted to random packet loss. When the same content is sent three times, error may be improved in the case of random packet loss and two consecutive packet loss. In the same time, an error in three consecutive packets is converted to random loss.

When redundant packet sending is considered, connection quality decrease as the consequence of additional packet delay must be also included in the analysis. According to Fig.1, greater connection quality decrease is in the region where packet delay is greater than 180ms (slope -0.143/ms), comparing to the packet delay region smaller than 180ms (slope -0.0222/ms), [8]. A connection quality decrease as a consequence of redundant sending, i.e. $I_{e\text{-}eff}$ increase, may be expressed as:

$$\Delta I_{e-eff} = n_{red} \cdot T_{pack} \cdot sl \qquad (6)$$

where n_{red} is number of consecutive sending of the same content, T_{pack} is packetization interval (period of one packet duration), and *sl* expresses slope of the characteristic. In our analysis we considered T_{pack}=20ms and the worse case when we are considering the slope (-0.143/ms).

RESULTS

The results of subjective voice quality estimation (when redundant packet sending is implemented) are presented in figures 5-8 for packet loss probability P_{pl}=2%. The results are obtained after simulation process implementation, according to method from Fig. 4, for packet loss distribution from [6].

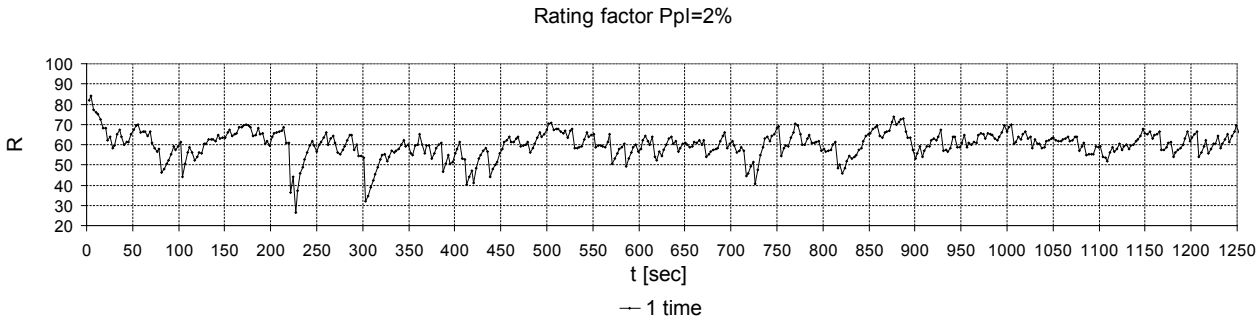


Fig. 5. *Variation of subjective rating factor in standard packet sending*

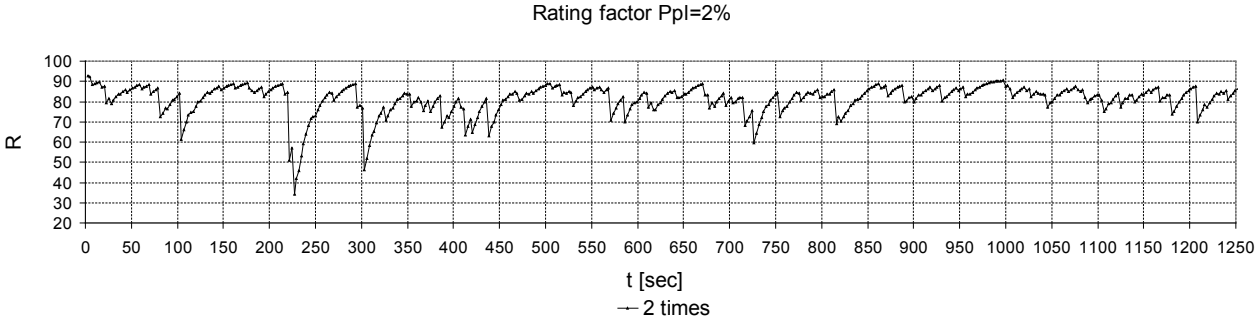


Fig. 6. *Variation of subjective rating factor for redundant packet sending (two times repeated content)*

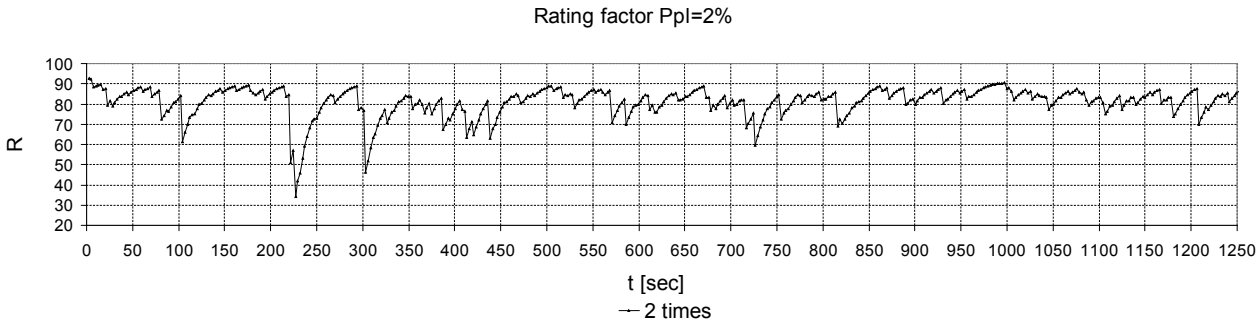


Fig. 7. *Variation of subjective rating factor for redundant packet sending (three times repeated content)*

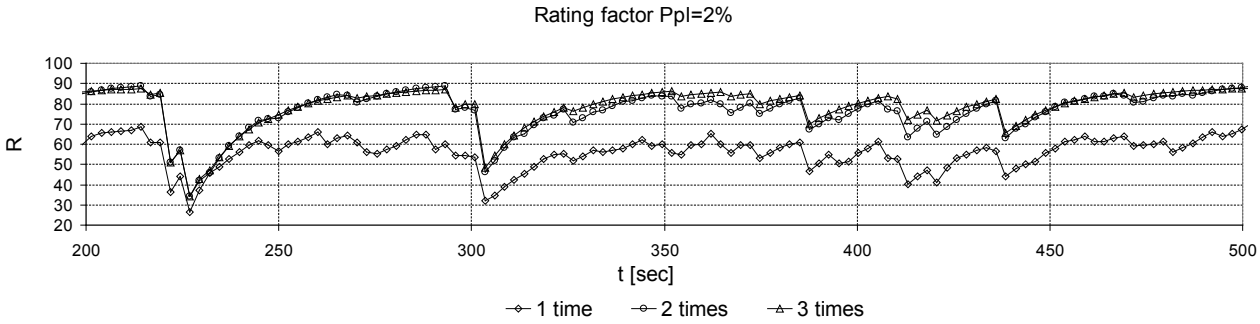


Fig. 8. *Comparison of subjective rating factor variation when the content is sent once and repeated two and three times*

Fig. 5 corresponds to standard packet sending (with no redundancy implementation). The variation of connection rating factor when redundancy is introduced is presented in Fig. 6 (each voice packet content repeated twice) and Fig. 7 (each voice packet content repeated three times). After that, in Fig. 8 one part of simulated rating factor trace from figures 5-7 is collected on one graph to facilitate comparison. An improvement, which is achieved by two-fold redundant content sending, is 15-20 rating units in this case. This is significant contribution to the value of subjective rating factor. Speaking in the other way, time periods when rating factor is lower than some threshold (for example, below 50 units, when quality becomes unsatisfactory) are shorter when redundant packet sending is implemented.

Transition to triple repetition does not significantly improve connection quality, comparing to two-fold transmission. In some periods of time connection quality is even worse, because its decrease as a consequence of additional packet delay overcomes the contribution of the decrease of packet loss probability and burstiness as a consequence of greater number of repetitions when packets are transmitted.

CONCLUSION

In this paper we estimate voice connection quality (rating factor R) improvement as a consequence of redundant packet sending. This analysis is performed by simulation, based on a trace from practice. Besides determination of $I_{e\text{-}eff}$, we included effect of additional packet delay and modelled R variation to present R subjective flow.

Implementation of redundant packet sending is justified, when each voice packet is sent two-times. In a case when voice content is repeated three times, improvement is very small, or, sometimes, it does not exist. This small improvement does not justify repeating voice content more than two times, because redundant packet sending increases necessary bandwidth for voice signal transmission.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper is realized in the framework of project TR32007, which is financed by Ministry of Education, Science and

Technological Development of Republic of Serbia.

REFERENCE

[1] ITU-T Recommendation G.107, The E-model, a computational model for use in transmission planning, June 2015.

[2] Telecommunications industry association, Telecommunications – IP Telephony Equipment – Voice Quality Recommendations for IP Telephony: TSB-116-A, TIA Telecommunications Systems Bulletin, 2006.

[3] ITU-T Recommendation G.114, One-way transmission time, May 2003.

[4] A.D. Clark, Modeling the Effects of Burst Packet Loss and Recency on Subjective Voice Quality, Proceedings of the 2nd IPTel Workshop, January 2001., pp. 123-127.

[5] M. Stanić, A. Lebl, D. Mitić, Ž. Markov, Error Probability in Redundant Packet Sending over IP Network, Radioengineering, Vol. 20, No. 4, December 2011., pp. 982-987.

[6] A.D. Clark, ITU Study Group 12 – Delayed Contribution 97, COM 12-D97-E, Packet Loss Distributions and Packet Loss Models, 2003.

[7] I. Vidaković, D. Mitić, Ž. Markov, A. Lebl, Ž. Tomić, A Simulation Method for Determination of Loss Impairment Factor in Internet Speech Connection, Technical Gazette, Vol. 21, No. 5, October 2014., pp. 1183-1188.

[8] Ž. Markov, Internet Telephone Technics (600 Questions and Answers), The school of Electrical and Computer Engineering of Applied Studies, Belgrade, April 2013., in Serbian.

A NEW MODEL FOR BASE STATION POWER CALCULATION AS A CONSEQUENCE OF USER MOBILITY

Aleksandar Lebl
IRITEL a.d. BELGRADE
Serbia

Mladen Mileusnić
IRITEL a.d. BELGRADE
Serbia

Dragan Mitić
IRITEL a.d. BELGRADE
Serbia

Žarko Markov
IRITEL a.d. BELGRADE
Serbia

Verica Marinković-Nedelicki
IRITEL a.d. BELGRADE
Serbia

Ivica Marjanović
VTI VKK
Serbia

Abstract

In this paper we present a new model for base station calculation in various conditions of user mobility. It is proved that base station power is increased as a result of mobility for all users who do not need handover during a connection. Base station power is decreased for users, who are replaced by users from neighbouring cells after handover. As a final result, total base station power is not changed for initially uniformly distributed users. At the end of the paper model implementation is illustrated by several examples from practice which consider base station power in mobile cells with different position of great business centres or factories and with different constellations of mobility directions.

Keywords: user mobility, base station power, mobility distance, environment propagation coefficient, handover.

INTRODUCTION

User mobility plays a great role in the implementation of wireless (mobile) systems. Many problems appear as the results of mobility and it's mathematical and simulation analysis is pretty complex. References [1]-[6] are only a part of available literature. Among these references, [1] gives a survey of problems caused by user mobility. Reference [2] is a detailed analysis of practical problems in connection realization to allow user mobility. Reference [3] presents systems in which direction of user mobility is chosen randomly and is not changed in the considered base station (BS) cell during movement. In [4] additional moment of analysis is possibility to change directions of movement in a cell. The analysis of mobility in one practical system is presented in [5]**.** Reference [6] analyses problems connected to BS allocation and users movement in urban areas.

In this paper we present a new model for BS power calculation in various conditions of user moving. Section II explains how distance between BS and mobile user is calculated after user moving. After that, section III presents how distribution of BS power is changed after user moving as a function of various parameters, which have influence on BS power. Section IV considers total BS power as a result of users moving. Section V gives several examples from practice, where a new model may be implemented.

BASE STATION TO USER DISTANCE WHEN USER IS MOBILE

We can calculate the distance between BS and the user who is mobile in the area of base station cell by considering the model in Fig. 1.

Let us consider one base station cell, which is modelled by circle with a centre in point BS. We consider a group of users situated in the point designated by USER at a distance *r* from a BS (Fig. 1). From this point users start their moving in each direction with the same probability. Further, we suppose that the speed of user moving is constant and equal for each user. It means that, after some time, all users are situated at a circle with radius *d*, whose centre is in point USER. To perform our analysis, we shall divide all these users in groups of two of them, who are situated on the opposite sides of the presented circle. In the presentation in Fig. 1 we selected users on

distance *r1* and *r2* from a BS (USER1 and USER2). These distances may be determined by the formulas:

$$r1 = \sqrt{r^2 + d^2 - 2 \cdot r \cdot d \cdot \cos(\alpha 1)} \quad (1)$$

$$r2 = \sqrt{r^2 + d^2 - 2 \cdot r \cdot d \cdot \cos(\alpha 2)} \quad (2)$$

It is satisfied that α1+α2=π, so equation (2) can be presented as

$$r2 = \sqrt{r^2 + d^2 + 2 \cdot r \cdot d \cdot \cos(\alpha 1)} \quad (3)$$

This method of calculation is satisfactory until users are situated in the area of considered BS cell after moving is realized. But, if some of distances *r1* and *r2* becomes greater than the cell radius (*R*), it is necessary to modify the method. The necessary modification can be explained by Fig. 2.

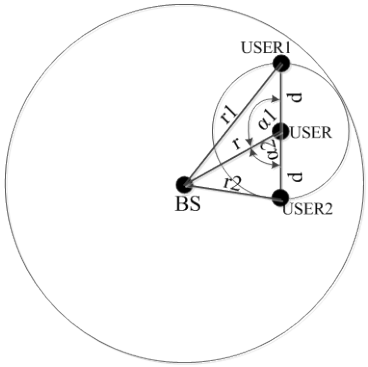


Fig. 1. *Illustration of user – BS distance calculation*

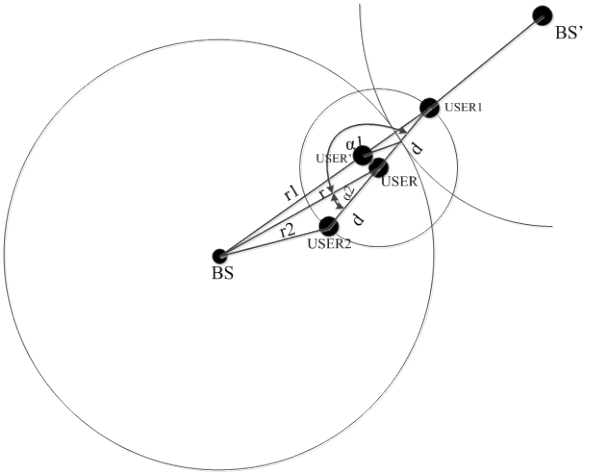


Fig. 2. *Illustration of user* – BS distance *calculation when user changes BS cell*

In Fig. 2 USER1 is (after moving) located at distance *r1* greater than cell radius *R*. That's why he is not any more under the control of base station BS, but under the control of neighbouring base station BS' (process of handover (handoff) at the cell rim, [3], [6]). USER1 is no more contributing to the BS power, but to BS' power. Instead of USER1, USER' is contributing to BS power. USER' behaves in relation to BS and BS' in the same way as USER1 in relation to BS' and BS. It means that, before moving, he was under the control of BS', but his mobility causes that he entered the BS cell area. The USER' distance from BS may be determined approximately as

$$r1' = 2 \cdot R - r1 \quad (4)$$

BASE STATION POWER DISTRIBUTION WHEN USERS START MOVING FROM ONE POINT

Base station power depends on several factors. First, it is determined in a different way for signalling channels and for traffic channels. When traffic channels are considered, in GSM systems there is difference whether the first carrier is considered, or some of other carriers are considered. When traffic channel is on the first carrier, its power does not depend on the distance between user and BS, i.e. it is always the same. On the other carriers, power of one traffic channel is variable, depending on the distance between BS and user. The power may be changed in 15 steps of 2dB difference between two adjacent steps. In this paper BS power is modelled as it is changed continuously in the function of distance, i.e.

$$P = k \cdot r^{\gamma} \quad (5)$$

where *r* is distance between BS and user, γ is propagation coefficient and *k* is coefficient of proportionality. Coefficient γ depends on environment conditions and its value may be $2 \le \gamma \le 5$, [2], [7]. In this paper we consider traffic channels, whose power depends on distance between user and BS.

Let us now group users, who start their moving from point USER in Fig. 1 into *m* groups, who are going on opposite sides. The first group consists of user subgroup, whose $\alpha 1 = 0$ and user subgroup, whose $\alpha 2 = \pi$. The second group consists of user subgroup, whose $\alpha 1 = \pi/m$ and user subgroup, whose $\alpha 2 = (m+1) \cdot \pi/m$, and so on. The last group consists of user subgroup, whose $\alpha 1 = (m-1) \cdot \pi/m$ and user

subgroup, whose $\alpha 2=(2\cdot m-1)\cdot\pi/m$. Each subgroup consists of equal number of users.

Let us now compare the power, which is necessary for each group of users before moving (*Pnmove*) and after moving (*Pmove*). Before moving, the power for a group may be expressed as

$$P_{nmove} = 2\cdot k\cdot r^{\gamma} \tag{6}$$

and after moving this power is (from (1), (3) and (5)):

$$P_{move} = k\cdot\left(\begin{array}{l}\left(\sqrt{r^2+d^2-2\cdot r\cdot d\cdot\cos(\alpha 1)}\right)^{\gamma}+\\ +\left(\sqrt{r^2+d^2+2\cdot r\cdot d\cdot\cos(\alpha 1)}\right)^{\gamma}\end{array}\right) \tag{7}$$

The situation is specific if $\gamma=2$. From (7) it follows that

$$P_{move} = 2\cdot k\cdot\left(r^2+d^2\right) \tag{8}$$

i.e. the power does not depend on α1 and it is always greater than before moving.

For $2<\gamma\leq 5$ power for each group depends on α1 and it can be estimated (for integer value of γ) starting from (7) as:

$$\begin{aligned}P_{move} &> k\cdot\left(\begin{array}{l}\left(r^2+d^2\cdot\cos^2(\alpha 1)-2\cdot r\cdot d\cdot\cos(\alpha 1)\right)^{\frac{\gamma}{2}}+\\ +\left(r^2+d^2\cdot\cos^2(\alpha 1)+2\cdot r\cdot d\cdot\cos(\alpha 1)\right)^{\frac{\gamma}{2}}\end{array}\right)=\\ &= k\cdot\left((r-d\cdot\cos(\alpha 1))^{\gamma}+(r+d\cdot\cos(\alpha 1))^{\gamma}\right)=\\ &= k\cdot\left(\begin{array}{l}r^{\gamma}-\binom{\gamma}{1}\cdot r^{\gamma-1}\cdot d\cdot\cos(\alpha 1)+\binom{\gamma}{2}\cdot r^{\gamma-2}\cdot d^2\cdot\cos^2(\alpha 1)-\\ \ldots-d^{\gamma}\cdot\cos^{\gamma}(\alpha 1)+r^{\gamma}+\binom{\gamma}{1}\cdot r^{\gamma-1}\cdot d\cdot\cos(\alpha 1)+\\ +\binom{\gamma}{2}\cdot r^{\gamma-2}\cdot d^2\cdot\cos^2(\alpha 1)+\ldots+d^{\gamma}\cdot\cos^{\gamma}(\alpha 1)\end{array}\right)>\\ &> k\cdot 2\cdot r^{\gamma}\end{aligned} \tag{9}$$

i.e. the power is also always greater than before moving. Its maximum value is reached for α1=0 and minimum value for $\alpha 1=\pi/2$.

The results of this analysis is illustrated by Fig. 3, for $\gamma=4$. The results are presented for three values of starting point distance from base station: $r=0.25\cdot R$, $r=0.35\cdot R$ and $r=0.55\cdot R$ and for users moving to a distance $d=0.3\cdot R$ from a starting point. Each point in the graph considers together two users: the first one, who moves in the direction at an angle α1 (USER1 in Fig. 1) and the second one, who moves at an angle $\alpha 2=\pi-\alpha 1$ (USER2 in Fig. 1). It is obvious that power increase is as greater as starting point is located nearer to the BS.

The conclusion on the base of the analysis is that BS power is always increased after users moving from one point, if they are not located in the area planned for handover by the neighbouring BS.

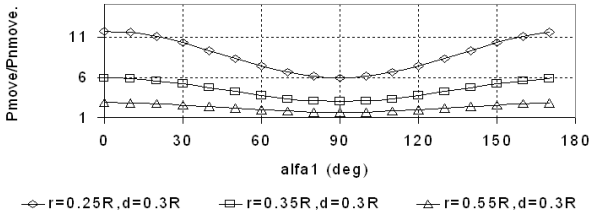


Fig. 3. *Ratio of BS power when users are mobile to BS power when they are located in one point as a function of mobility direction and distance between BS and user starting point (in the case when there is no handover)*

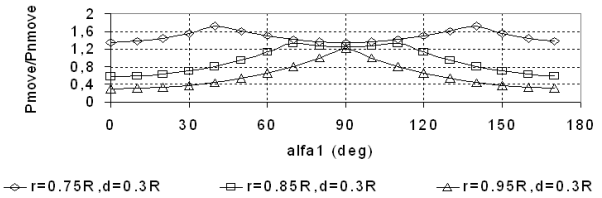


Fig. 4. *Ratio of BS power when users are mobile to BS power when they are located in one point as a function of mobility direction and distance between BS and user starting point (in the case when handover is necessary)*

Situation when users starting point is located in such a way that handover is necessary is presented in Fig. 4, also for $\gamma=4$. Characteristics are presented for three values of starting point distance from BS and for $d=0.3\cdot R$. When $r=0.75\cdot R$, not a great number of users are replaced by users from neighbouring cells. In this case is always greater power when users are moving (*Pmove*) in relation to power in their starting point (*Pnmove*), as it is when it is $r<0.7\cdot R$, i.e. when there is no handover at all. But, the shape of the curve is different than in the cases when there is no handover (Fig. 3). Its maximum is not at 0 and π. It is moving towards π/2, as the result of contribution of users with handover, who decrease power (between 0 and 40^0 and between 140^0 and π for this curve). If r is increased ($r=0.85\cdot R$ and $r=0.95\cdot R$), relation

Pmove/*Pnmove* depends on direction of user moving, i.e. on angle $\alpha 1$: it can be greater than 1 or smaller than 1. And the characteristic maximum is moving more and more to the central point $\pi/2$, as the number of users with handover is increased.

Fig. 5 presents BS power increase when distance between users starting and final point is altered, for γ=4. This distance is parameter in Fig. 5. Mobility distance is selected in such a way that there is no handover in any case. BS power increase significantly depends on the distance of user mobility.

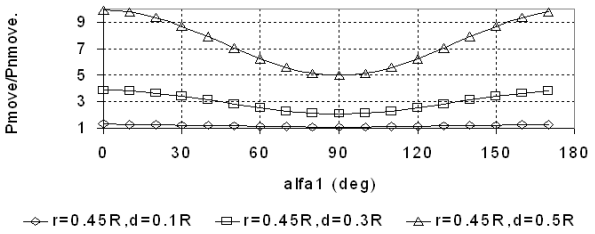


Fig. 5. *Ratio of BS power when users are mobile to BS power when they are located in one point as a function of mobility direction and distance of movement (in the case when there is no handover)*

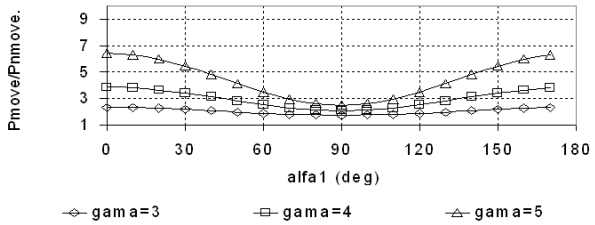


Fig. 6. *Ratio of BS power when users are mobile to BS power when they are located in one point as a function of mobility direction and coefficient γ (in the case when there is no handover)*

Influence of propagation coefficient γ is also significant and it is illustrated by graph in Fig. 6. Power increase after users moving is greater when γ is greater. Characteristics are presented for starting point at r=0.45·R and for moving distance d=0.3·R.

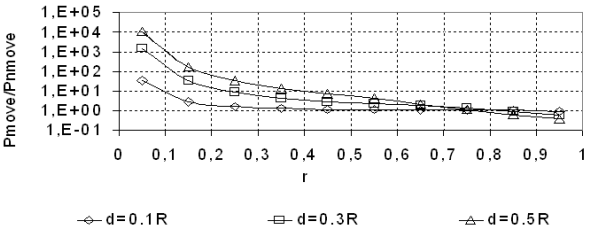


Fig. 7. *Ratio of BS power when users are mobile to BS power when they are located in one point as a function of the distance between BS and the starting point, and the distance of movement*

Fig. 7 presents ratio of BS power after user moving to the power when they are located in their starting point as the function of distance between BS and the starting point, for γ=4. Characteristics are presented for three values of moving distance. Power increase is very great when users are near BS and after that this power increase is reduced when distance between BS and starting point increases. The great power increase for users located before moving near BS is the consequence of multiple distance increase after moving and, relatively, great value of γ. At greater values of distance between BS and starting point the power after users moving becomes smaller than when they are located in their starting point, as a consequence of handover.

TOTAL BASE STATION POWER AS A RESULT OF USER MOBILITY

Until now we investigated only the power of user groups, located in some point in the BS cell area. When considering the graphic in Fig. 7, one could suppose that total BS power increases as the result of moving. But, this is not true for uniformly distributed users in the BS area. There are two reasons why BS power after users moving is not greater than before moving. The first one is that number of users, located near BS, is smaller than the number of distant users. The second one is that the necessary BS power for nearer users is smaller than necessary BS power for distant users. It means that, because of these two emphasized reasons, the part of total power, which is necessary for nearer users, is significantly smaller than for users located in the beginning at the greater distance. Although the power for nearer users is significantly more amplified, this power is only the small part of total BS power and this power amplification has not a great impact on total BS power.

Fig. 8 may be used to explain how we determine the probability that users are situated in some part of BS cell. Users are uniformly distributed in the whole area of BS cell. In that case this probability is equal to the ratio of the surface of considered BS cell part to the surface of the whole BS cell. For example, if we want to calculate probability that user is situated in the annulus with the outer radius r_n and the inner radius r_{n-1} (annulus n), Fig. 8, we will use the formula

$$\Pr_{ann} = \frac{\pi \cdot r_n^2 - \pi \cdot r_{n-1}^2}{\pi \cdot R^2} = \frac{r_n^2 - r_{n-1}^2}{R^2} \qquad (10)$$

When considering situation before users' movement, power is calculated for users in each annulus. It is, normally, supposed that the same power is necessary for each user in an annulus. The power for users in one annulus is dependent on the probability that users are situated in the considered annulus. Total power before movement (P_{tnmove}) is then obtained by summing values of power for users in each annulus.

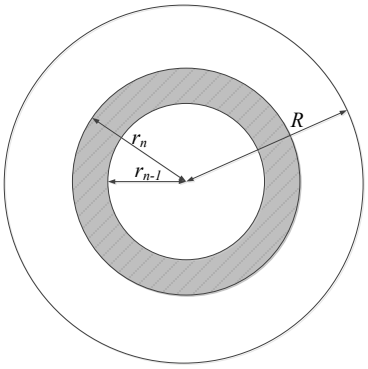


Fig. 8. *Method of determining number of users in part of BS cell (uniform users distribution)*

For users starting movement from some annulus, distance from BS is calculated depending on an angle (direction of movement) according to (1), or (2). This calculation is performed for each equally probable angle of movement. After that total BS power after movement (P_{tmove}) is calculated as the sum for users situated before movement in each annulus. Again power is dependent on the probability that user is situated in the considered annulus.

Table 1. *Ratio of total BS power after users moving to total BS power before moving as a function of moving distance*

d	P_{tmove}/P_{tnmove}
0.1·R	1.005
0.2·R	1.0048
0.3·R	0.9964
0.4·R	0.9795
0.5·R	0.9526

Table 1 presents ratio of the total BS power after users moving (P_{tmove}) to the total BS power before their moving (P_{tnmove}), when users are initially uniformly distributed, as a function of moving distance d. This ratio is nearly equal to 1 and it slightly decreases when d increases.

MODEL IMPLEMENTATION

Example 1: Let us consider a BS cell, in which there is one great business centre near BS. One half of mobile users in the BS cell are employs in this business centre, and the second half are users uniformly distributed in the BS cell area. After finishing their job, employs leave business centre and start travelling in all directions with equal probability and at the same speed. During travelling, they use mobile phones. Propagation coefficient is γ=4. What is the total BS power increase after employs pass distance 0.3·R, 0.5·R and 0.8·R?
Solution: Calculation in this case shows that total BS power is increased 2.3%, 15.6% and 112.8%, respectively, for users moving to distance 0.3·R, 0.5·R and 0.8·R from business centre. So, the increase may be significant, although the influence of uniformly distributed users (who are not employs in business centre) is dominant to BS power.
Example 2: Let us consider a BS cell, where one great factory is situated approximately at half a radius of BS cell (r=0.45·R). All other parameters in a system are the same as in previous example. Workers in a factory finish their job and start their way home in all directions with equal probability and speed. What is the increase of BS power for d=0.5·R?
Solution: In this case total BS power increase is 67.9% for d=0.5·R, which is significantly more than 15.6% when business centre is located very near the BS. In this second example users from the factory are still in the originating BS, i.e. there is no handover.
Example 3: Let us consider together one business centre at distance r=0.25·R and one factory at distance r=0.65·R from BS. One quarter of mobile users are employs, who finish job in business centre. Further, the second quarter of mobile users is workers from factory, finishing their job. Remaining half of users are those, who are uniformly distributed in the BS cell. What is the increase in total BS power when mobile users from a business centre and a factory pass distance d=0.3·R?
Solution: Total BS power increase is 22.4%.

Example 4: Let us consider a business centre with similar characteristics as the factory in the example 2 (r=0.45·R, d=0.5·R, one half of mobile users in the considered cell are employs). The only difference is that business centre is located in one great, strait avenue, in which is also located a BS. What is the increase in total BS power when employs from a business centre leave their job?

Solution: As a business centre is located in a great avenue, employs are not travelling in all directions after finishing their activities in the business centre. Instead, they are using only the considered avenue and they are going with equal probability on both sides of an avenue. That's why we have to consider only one angle $\alpha 1$ in the model according to Fig. 1. As BS is located in the same avenue (on a distance from business centre), we choose $\alpha 1$=0. After their movement, mobile users are still located in the originating BS. The calculated total BS power increase after employs movement is now 95.2%, comparing to the moment of finishing the job. This increase is greater comparing to 67.9% in example 2, where all directions of users movement are equally probable.

CONCLUSION

In this paper we present a model of BS (total) power calculation as a consequence of user mobility. In this model we suppose that users start their moving from one point in all directions with equal probability. BS power for each user depends on his distance from BS and on environment propagation coefficient γ, as is usual for mobile telephony systems. At the BS cell rim handover to neighbouring BS is implemented. The probability of handover in our model is significant and it may be proved by several examples from practice. According to [6], in digital mobile systems of 2nd and, even more, 3rd generation handovers are very frequent, especially in urban areas, where multiple handovers are possible during one call duration. The probability of handovers may be estimated from graphs in [8]: depending on the value of parameters, which are important for handover, it is between 1/3 and 1/9 of total number of connections. When considering one travelling trace in urban area, [9], there were even three handovers per one kilometre of trace.

It is proved that total BS power is increased as the result of user moving until they do not reach the BS rim, i.e. until handover is not necessary. In the model is supposed that users, who are leaving considered BS cell as the result of handover, are replaced by the same number of users from neighbouring BSs, who are entering the considered BS cell. This part of BS power for users with implemented handover is decreasing as the result of user mobility. Thus total BS power is not increased when users are uniformly distributed in the beginning.

At the end of the paper several examples are analysed. They consider big business centres and big factories in the moment when working time finishes and when employs start their way home. Separately are analysed situations for various positions of business centres or factories in BS cell area and for various street configurations.

These examples from practice show that in some situations is very important to properly choose the moment for BS power measurement. The situation of total BS power increase in the considered examples usually does not last long – until users on their way home reach the considered cell rim (or finish their calls).

REFERENCE

[1] C. Bettstetter: „Mobility Modeling in Wireless Networks: Categorization, Smooth Movement, and Border Effects“, Mobile Computing and Communications Review, Vol. 5, No. 3., pp. 55-67.

[2] J. Eberspächer, H.-J. Vögel, C. Bettstetter: „GSM – Switching, Services and Protocols”, John Wiley & Sons, 2nd edition, March 2001.

[3] D. Hong, S. S. Rappaport: „Traffic model and performance analysis for cellular mobile radio telephone systems with prioritized and nonprioritized handoff procedures”, IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 35, No. 3, August 1986., pp. 77-92.

[4] R. A. Guérin: „Channel occupancy time distribution in a cellular radio system”, IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 36, No. 3, August 1987., pp. 89-99.

[5] L. C. Giménez, S. Barbera, M. Polignano, K. I. Pedersen, J. Elling, M. Sorensen: „Validation of Mobility Simulations via Measurement Drive Tests in an Operational Network”, in IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015., pp. 1-5.

[6] K. Olmos, S. Pierre, Y. Boudreault: „Traffic simulation in Urban Cellular Networks of

Manhattan Type", Computer and Electrical Engineering, Vol. 29, 2003, pp. 435-461.
[7] M. Mileusnić, M. Popović, A. Lebl, D. Mitić, Ž. Markov: „Influence of Users' Density on the Mean Base Station Output Power", Elektronika ir Elektrotechnika, Vol. 20, No. 9, November 2014., pp. 74-79.
[8] I. Tomić: „Efficient Radio Resource Management in WCDMA Networks – Cell Individual Offset Parameter Optimization", 16th Conference and Exibition YU INFO, March 2010., in Serbian.
[9] M. Vučićević, J. Sokić. M. Koprivica, N. Nešković, A. Nešković: „Analysis of GSM Signal Quality of Mobile Operators Using Test Device Rohde&Schwarz Romes 4.11", Infoteh-Jahorina, Vol. 10, Ref. B-II-4, March 2011., pp. 144-148., in Serbian.

DETERMINATION OF VIDEO-TELEPHONY CONNECTION QUALITY UNDER THE INFLUENCE OF PACKET LOSS

Dragan Mitić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Mihailo Stanić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Mladen Mileusnić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Aleksandar Lebl
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Žarko Markov
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Željka Tomić
High Engineering School of Professional Studies TEHNIKUM TAURUNUM BELGRADE, Serbia

Abstract

In this paper we present a new method for video-telephony connection quality assessment. This method is based on application of 1 - cumulative distribution function (1-CDF) of video connection quality. This method provides much better insight into the connection quality depending on the mutual influence of packet loss, implemented codec type, bit rate and frame rate than it is in usual way, just based on the mean value of quality. The method is demonstrated by simulation program for quality distribution assessment on the base of random packet loss generation.

Keywords: video-telephony, connection quality distribution, cumulative distribution function, simulation program.

INTRODUCTION

In recent years, great efforts are directed towards finding a reliable method for determining the video connections quality. The investigations are carried out in two directions. The aim of the first direction is to come up to objective measure of the video connection quality assessment, while the other direction is intended to provide a numerical assessment of subjective video connection quality. The first group of models determines the measure of the video signal distortion on the connection receiving side in relation to the originally transmitted signal. The problem is that, although these models provide an objective assessment how much of the video signal is poorly transmitted, it does not necessarily mean that users surely estimate the video signal transmitted with less degradation as better. Another problem with objective models for determining the quality of video connections is that they are relatively complex and require a lot of processing time, so they are not easy to apply in practice, i.e. to determine the quality of video connections in real time. The resulting connection quality assessment is not an easily understandable measure to users, who are not specialists in the field of video signal processing. As opposite, subjective estimations of the video connection quality are based on the characteristics of human image perception. The numeric quality assessment is easy to understand. However, the assessment is significantly connected to the image content (its dynamics, object types, etc.), so it is difficult to implement an overall subjective model, applicable in different conditions.

Models for determining video connections quality can be divided into three groups: full reference (FR), reduced reference (RR) and no reference models (NR). When FR model is

implemented, originally generated video sequence and the video sequence at the receive connection side are directly compared and their mutual differences are expressed on the basis of a predefined criteria. Although this estimation is the most accurate, it is not often implemented in practice, because, on one hand, it requires a lot of calculation, and, on the other hand, in practice, originally generated video sequence is not known at the receive side, where video signal quality is determined. On the contrary, when RR is implemented limited number of data related to the generated video signal is sent to the connection receive side, and they are used as parameters for the calculation of video connection quality, while in the case of NR model video signal quality is determined only on the basis of the video signal at the receive side. An overview of different methods for the video connection quality determination is presented in [1], [2].

CALCULATION OF VIDEO CONNECTION QUALITY

One important characteristic of the digitized video signal is that each image, which forms a video signal, is not transmitted complete but after one complete image follow few images, which present only the difference to the original, fully encoded image, or the difference compared to the previous and the next image, [3]. Images that do not carry complete information on the video signal require less bandwidth for their coding than images, which are completely coded.

Video connection quality is impaired by errors which occur on a link between transmit and receive side of the connection. Video-telephony connection quality is displayed by the parameter, called video quality (V_q). It is a number between 1 and 5.

Recommendations regulate method of video connections quality calculation in a case of random packet loss, [4]. For a case of burst packet loss recommendations are still not defined. That's why significant efforts have been made in order to find a method to determine video connection quality, if there is burst packet loss on a link. Some of the developed methods are presented in [5-8]. The most convenient for use are formulas presented in [8], because they give a subjective, easily understandable assessment in the form of numerical values from a range between 1 and 5 and because the calculation procedure is relatively simple.

Video-telephony connection quality is calculated by the formula, [4]:

$$V_q = 1 + I_{coding} \cdot e^{-\frac{P_{plV}}{D_{PplV}}} \quad (1)$$

where it is:

P_{plV} - packet-loss rate;

D_{PplV} - packet-loss robustness factor: degree of video quality robustness against packet loss;

I_{coding} – coding distortion.

The value of parameter I_{coding} is determined in [4] as:

$$I_{coding} = I_{Ofr} \cdot e^{-\frac{(\ln Fr_V - \ln O_{fr})^2}{2 \cdot D_{FrV}^2}}, 0 \le I_{coding} \le 4 \quad (2)$$

where it is

$$O_{fr} = v_1 + v_2 \cdot Br_V, 400kbit/s \le Br_V \le 2000kbit/s \quad (3)$$

$$I_{Ofr} = v_3 - \frac{v_3}{1 + (\frac{Br_V}{v_4})^{v_5}}, 0 \le I_{Ofr} \le 4 \quad (4)$$

$$D_{FrV} = v_6 + v_7 \cdot Br_V, 0 < D_{FrV} \quad (5)$$

In these formulas it is:

Br_V - video bit rate;

O_{fr} – optimal frame rate (i.e. frame rate, which maximizes video quality at each Br_V);

I_{Ofr} – a value of video connection quality at optimal frame rate;

Fr_V - video frame rate;

D_{FrV} – degree of video quality robustness due to frame rate.

Packet-loss robustness factor from equation (1) may be now expressed by:

$$D_{PplV} = v_{10} + v_{11} \cdot e^{-\frac{Fr_V}{v_8}} + v_{12} \cdot e^{-\frac{Br_V}{v_9}} \quad (6)$$

The values of coefficients v_1 to v_{12} in presented equations depend on video codec type, video format, key frame interval and video display size and for some combinations

of these parameters are presented in Table I.2 in Appendix I from [4], while the method for determination of these parameters in a general case is presented in Annex A, also from [4].

CDF AS ESTIMATION OF VIDEO-TELEPHONY CONNECTION QUALITY – SIMULATION METHOD

Calculation on the basis of equations (1) to (6) gives a mean value of quality assessment of video-telephony connection. The starting point is the mean value of packet loss and then, as a final result, the mean quality value is calculated. However, this estimation may in some cases provide not enough accurate measure of quality. That's why it is suitable to introduce the cumulative distribution function (CDF) as a measure which gives a more comprehensive assessment. CDF shows what percentage of time video connection quality falls within certain limits, which, for example, could correspond to the unsatisfactory quality value, while in the same time obtained mean value may correspond to a satisfactory quality.

CDF application for assessing the connection quality is already presented in a case of voice connections in [9]. On the basis of the mean value and the probability distribution of packet loss for real, recorded trace on a link has been established (in the analyzed case) that the mean value indicates unsatisfactory voice call quality, while the analysis based on CDF indicates that the connection was satisfactory even for 44% of time.

Method of connection quality analysis (whether it is voice or video connection) based on the CDF implementation starts from the fact that the entire connection may be divided on a number of segments of exact pre-defined duration (for example 5s or 10s). Each segment comprises a number of packets, which transmit a part of voice (or video) signal content. Then, packet loss statistics is determined for each such segment by collecting data whether each individual packet within the segment is lost or successfully transmitted over the network. Overall packet loss probability within the segment and distribution of packet loss (on random loss and burst loss, if burst loss exists) are determined at the end of segment duration. This is followed by calculation of (voice or video) connection quality for the considered segment. The resulting value of quality contributes to the value of the probability density function (PDF), for a total distribution of connection quality. Finally, based on the total accumulated PDF value, CDF of connection quality is determined. Statistics of lost packets may be established by the real recorded trace or by process simulation.

In this paper, the results are based on simulation. We have chosen to present (instead of the value of the CDF distribution) the value of the 1-CDF distribution, i.e. the probability that the video connection quality is higher than some specific numerical value. ($V_q > x$, where it is $1 \leq x \leq 5$). The flow-chart of such a program is presented in Fig. 1.

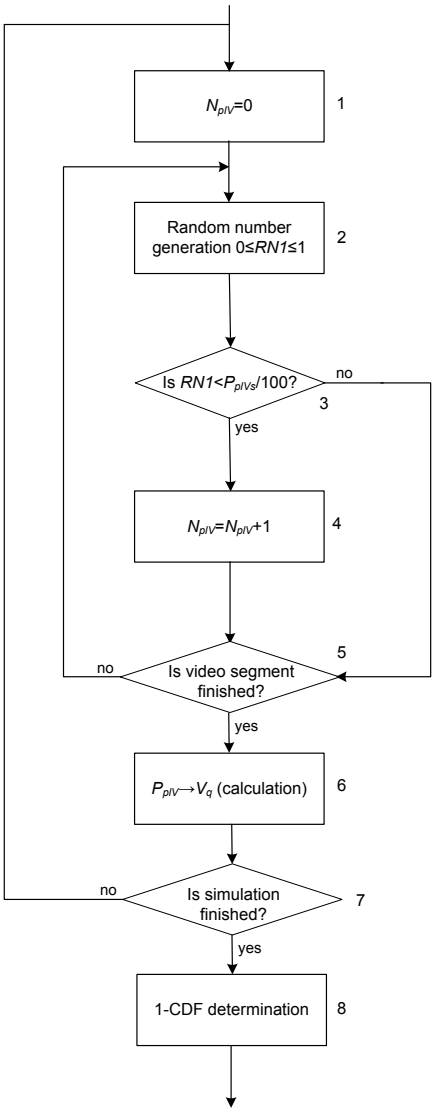


Fig. 1. *Flow-chart of simulation program*

At the program start the counter of lost video packets is initialized on zero (N_{plV}) (block 1). After that, simulation process starts from the random number generator with uniform distribution within the limits (0,1) (block 2). In the case that the generated random number is smaller than P_{plVs}/100 (where P_{plVs} is desired percentage of packet loss for the simulation) (block 3), the considered packet is lost in the transmission, so the value of N_{plV} is increased (block 4). A simulation process (blocks 2, 3 and 4) is continued until it is not satisfied a number of simulation steps, which corresponds to the total length of the simulated segment (test in the block 5). When simulation on a considered segment is completed, packet loss probability (P_{plV}) is calculated on the basis of N_{plV} value and duration of the simulated segment. Then a V_q value in the considered segment is determined by the formulas (1) to (6) (block 6).

Simulation steps 1 to 6 are repeated until approaching the desired value of the number of simulated segments (block 7). When a desired number of simulated segments is approached, the collected V_q values for all segments form a 1-CDF distribution of V_q.

SIMULATION RESULTS

Simulation results in this paper present the impact of three factors on the video-telephony connection quality: packet loss probability, applied type of codec and video bit rate.

1-CDF distribution of video-telephony connection quality (V_q) as a function of a numerical assessment of connection quality is presented in Fig. 2. The graphs are given for several values of the probability of video packets loss (P_{plV}) in the range between 0.5% and 4% in the case of MPEG-4 QVGA codec implementation for B_{rV}=1024kb/s and F_{rV}=30. Importance of applying the 1-CDF function may be assessed, for example, on the basis of the curve for P_{plV}=0.5%. The mean assessment of V_q, that would be obtained on the basis of the procedure described in [4], or in other appropriate references, would be ~3.9. However, in such an assessment one does not see the fact that the video-telephony connection quality is worse than 3.9 even during ~50% of time. Therefore, it is better to choose the criteria for the assessment in such a way that we want to find the value of assessment, which will be overcome during, for example, 90% of time ($V_{q90\%}$), or worse will be just during 10% of time. Thus adopted assessment gives value V_q~3.5.

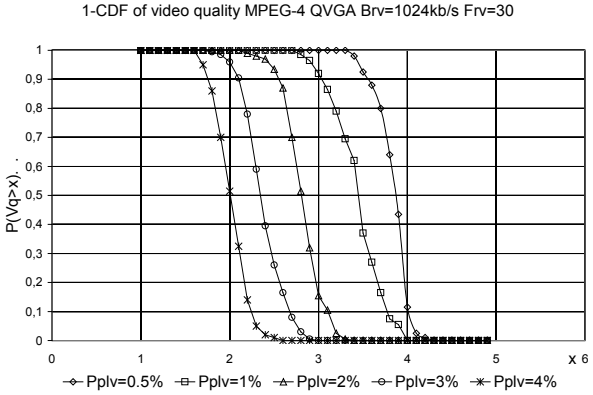


Fig. 2. *1-CDF distribution of V_q for different values of P_{plV} when MPEG-4 QVGA codec is implemented*

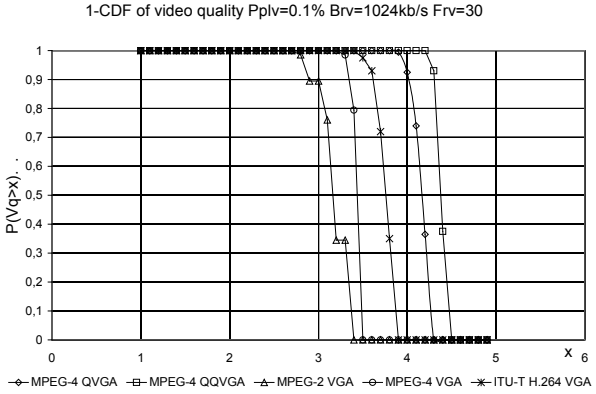


Fig. 3. *1-CDF distribution of V_q for different implemented codec types when it is P_{plV}=0.1%*

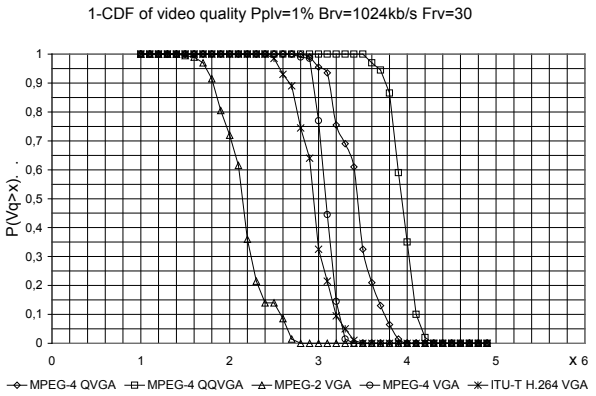


Fig. 4. *1-CDF distribution of V_q for different implemented codec types when it is P_{plV}=1%*

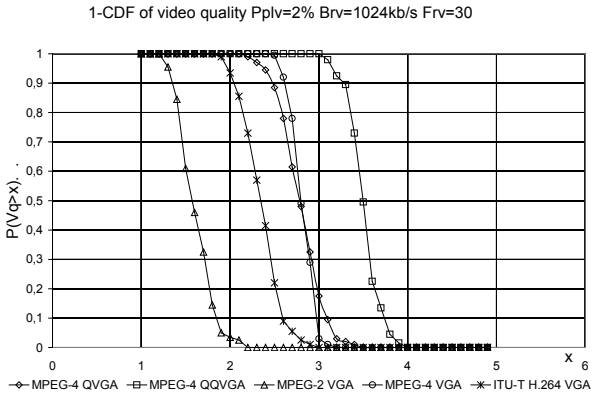


Fig. 5. *1-CDF distribution of V_q for different implemented codec types when it is P_{plV}=2%*

Table 1: *$V_{q90\%}$ values for MPEG-4 VGA and ITU-T H.264 VGA codec for different P_{plV} values*

P_{plV}	$V_{q90\%}$ for MPEG-4 VGA	$V_{q90\%}$ for ITU-T H.264 VGA
0.1%	3.3	3.6
1%	2.9	2.7
2%	2.6	2.1

Figs. 3, 4 and 5 present 1-CDF distribution of V_q for different implemented codec types in the case of B_{rV}=1024kb/s and F_{rV}=30. The graph in Fig. 3 is for P_{plV}=0.1%, in Fig. 4 for P_{plV}=1%, and in Fig. 5 for P_{plV}=2%. When comparing these graphics, it can be noticed significantly lower sensitivity of MPEG-4 VGA codec to variations of packet loss probability, compared to other codec types. This is most easily illustrated by comparing the values of $V_{q90\%}$ for MPEG-4 VGA codec and ITU-T H.264 VGA codec, which is summarized in Table 1. It can be also seen that the dispersion of V_q around its mean value increases as the value of P_{plV} increases, resulting from a decrease of a slope of 1-CDF codec characteristics when P_{plV} increases. Again, this dispersion of characteristics is least noticeable in the case of MPEG-4 VGA codec implementation. This codec retains a greater slope of the characteristics in relation to the other codec types for P_{plV}=1% and P_{plV}=2%.

The influence of B_{rV} variation is illustrated by the graphs in Figs. 6 and 7. These graphs present 1-CDF distribution of V_q for B_{rV} values in the range 400kbit/s – 2Mb/s in the case of ITU-T H.264 VGA codec implementation, for values P_{plV}=0.1% (Fig. 6) and P_{plV}=1% (Fig. 7). The value of F_{rV} is fixed to 30. Although the idea of the equations (1) to (6) is to change F_{rV} values when B_{rV} is changed in order to achieve maximum V_q, the same value of F_{rV} is retained in Figs. 6 and 7 just for illustration. It can be noticed in Fig. 6 that for low packet loss (0.1%) video connection quality is constantly improving when the video bit rate is increased. With the increase of packet loss (on 1%), Fig. 7, video connection quality is first improved when B_{rV} increases, and then begins to decline (the best is at 1Mb/s). Also, dispersion of V_q values increases when increasing B_{rV}.

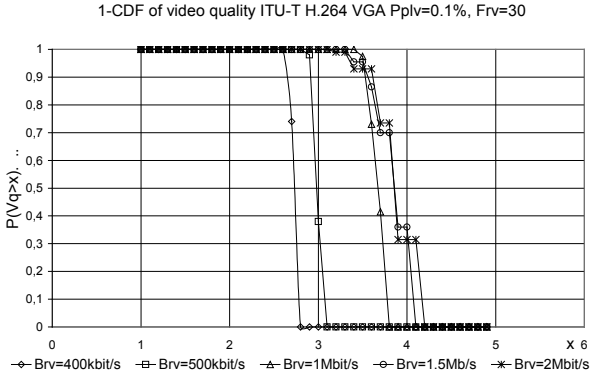


Fig. 6. *1-CDF distribution of V_q for different bit rate values when ITU-T H.264 VGA codec is implemented at P_{plV}=0.1%*

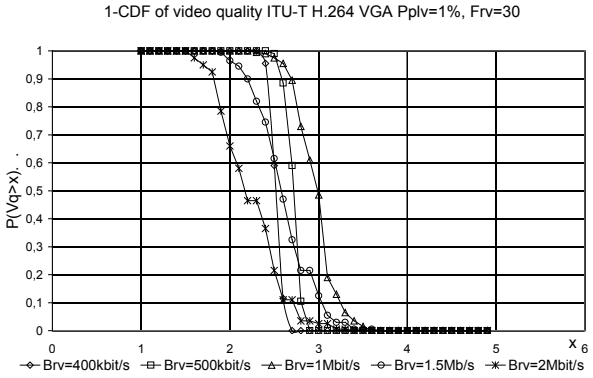


Fig. 7. *1-CDF distribution of V_q for different bit rate values when ITU-T H.264 VGA codec is implemented at P_{plV}=1%*

CONCLUSION

This paper analyzes the impact of several factors (packet loss probability, applied codec type and video bit rate) on the video-telephony connection quality. In this analysis, our primary concern is for (direct and indirect) impact of packet loss. This analysis is

generally based on the formulas presented in ITU-T Recommendation [4]. The designation of this less known reference (G.1070) is suggestive, because it associates on a far better known, more often applied and more often updated recommendation G.107, [10], intended for the analysis of packet-telephony connection quality.

A simulation method for quality assessment based on the generation of random events (packet loss) is applied in this paper. 1-CDF characteristics are introduced as more comprehensive assessment of video-telephony connection quality than it is the assessment only on the basis of calculating the mean quality value. Such an assessment makes it easier to perceive simultaneous influence of several factors on the video connection quality. Also, the use of these new characteristics makes it possible to estimate how the loss distribution affects the connection quality distribution. At the same time, some codec characteristics (as, for example, greater MPEG-4 VGA codec immunity against variation of the packet loss probability and its smaller variation of connection quality around the mean value when loss probability is altered, comparing to the other codec types) can best be perceived using 1-CDF characteristics.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper is realized in the framework of project TR32007, which is financed by Ministry of Education, Science and Technological Development of Republic of Serbia.

REFERENCE

[1] Joskowicz, J., Sotelo, R., Arado, J. C. L., Comparison of Parametric Models for Video Quality Estimation: Towards a General Model, IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, Seoul, p. 1-7., Jun 2012.

[2] Liu, T., Perceptual Quality Assessment of Videos Affected by Packet Losses, PhD Thesis, January 2010.

[3] Liu, G., Zhao, J., Key Frame Extraction from MPEG Video Stream, Proceedings of the Second Symposium International Computer Science and Computational Technology (ISCSCT ’09), p. 007-011, Haungshan, China, December 2009.

[4] ITU-T Recommendation G.1070, Opinion model for video-telephony applications, July 2012.

[5] Li, Z., Chakareski, J., Niu, X., Zhang, Y., Gu, W., Modeling and Analysis of Distortion Caused by Markov-Model Burst Packet Losses in Video Transmission, IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, Vol. 19, No. 7, p. 917-931., July 2009.

[6] Naccari, M., Tagliasacchi, M., Tubaro, S., No-Reference Video Quality Monitoring for H.264/AVC Coded Video, IEEE Transactions on Multimedia, Vol. 11, No. 5, p. 932-946, August 2009.

[7] Liang, Y. J., Apostopoulos, J., Girod, B., Analysis of packet loss for Compressed video: Does burst-length matter, in Proc. IEEE ICASSP, p. 684-687., April 2003.

[8] Yamagishi, K., Hayashi, T., Video quality estimation apparatus, method, and program, United States Patent Publication No. US 2010/0284295 A1, November 2010.

[9] Vidaković, I., Mitić, D., Markov, Ž., Lebl, A., Tomić, Ž., A Simulation Method for Determination of Loss Impairment Factor in Internet Speech Connection, Technical Gazette, Vol. 21, No. 5, p. 1183-1188., October 2014.

[10] ITU-T Recommendation G.107, The E-model, a computational model for use in transmission planning, 2015.

INFLUENCE OF TRAFFIC PROCESS CHARACTERISTICS ON THE ELECTRIC FIELD IN GSM BASE STATION CELL

Aleksandar Lebl
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Mladen Mileusnić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Dragan Mitić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Vladimir Matić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Branislav Pavić
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Žarko Markov
Institute for Telecommunications and Electronics, IRITEL a.d. BELGRADE, Serbia

Abstract

In this paper we present a method for calculation of electric field intensity in the BS cell area as a function of traffic components: offered traffic, discontinuous transmission and power control implementation. It is proved that this calculated value of electric field intensity is significantly smaller than maximum value, determined on the base of widely used international recommendation. The obtained results of calculated power decrease comparing to the maximum power value calculated according to formula from recommendation are verified by the results, emphasized in one independent example from literature.

Keywords: electric field intensity, GSM, offered traffic, discontinuous transmission, power control.

INTRODUCTION

Today mobile telephone becomes more and more the part of our lives. It is hard to even imagine our everyday communications without a mobile phone. We are surrounded by continuously increasing number of different types of base stations (BS), which allow connection realization by mobile phones. As an inevitable consequence of the base stations operation, there is electromagnetic radiation, which we are constantly exposed to. The effects of this radiation on the human body are multiple and scientists do not agree about its harmfulness for our health. They may be divided into thermal effects and stimulatory effects, [1]-[3]. Thermal effects suppose considering heating of human tissue as a consequence of exposure to electromagnetic field. For this effect analysis specific absorption rate (SAR) is the measure of a rate at which energy is absorbed by human body. The stimulatory effect is the short-term effect which is manifested as irritation of the nerve and muscle cells, causing greater irritability and fatigue. There is no scientific consensus about other more serious effects of electromagnetic field from base stations on human health, as brain cancer, cognitive function, heart rate, or blood pressure, [4].

These numerous and frequently unproved effects are the reason why it is necessary to develop international standards dealing with intensity of BS radiation, [5]. In this paper we investigate the real electric field intensity (EFI) as the function of several elements important for traffic analysis in mobile (GSM) systems in relation to calculation method proposed in [5]. Before any analysis, formulas from [5] are emphasized in section II. Further, we present influence of offered traffic intensity

in section III. One specific element for GSM systems is number of frequency carriers in GSM systems and this influence is, also, presented in section III. Influence of discontinuous transmission (DTX) is illustrated in section IV. In mobile system power control is usually implemented, which means that BS power is adjusted according to the mobile station (user) needs. Here we suppose that only distance between BS and user is the cause of power control. Influence of this element, together with supposed most often uniform users' surface density distribution, is analyzed in section V. The results (obtained on the base of formulas developed in sections III-V) and the analysis of these results are presented in section VI.

ELECTRIC FIELD CALCULATION FOR MOBILE SYSTEMS

The formula for EFI calculation around the electromagnetic radiation source (EMRS) is often presented in literature (for example, [6]):

$$E = \frac{\sqrt{30 \cdot P \cdot G \cdot K}}{r} = \frac{c}{r} \cdot \sqrt{P} \qquad (1)$$

where P is BS emission power, G is antenna gain, K is correction factor for scattering objects, r is distance between EMRS and the considered point, and $c = \sqrt{30 \cdot G \cdot K}$.

If the EMRS consists of several channels (with equal power), the total power value of the source (P) is the sum of powers of all channels. From this consideration follows the formula from [5]. According to this standard, EFI as the function of traffic load for GSM system is determined by the expression

$$E_{traffic_\max} = \sqrt{n_{TRX}} \cdot E_{BCCH} \qquad (2)$$

where n_{TRX} is the number of frequency carriers and E_{BCCH} is EFI caused by Broadcast Control Channel (BCCH), [15].

In this formula it is supposed that power in each traffic channel is always the same and that it has its maximum value. But, in real situation for mobile (GSM) systems this suppose is at the great extent an overestimation. Overestimation, as already may be concluded form introductory section, is the consequence of real traffic channel occupancy as the traffic process consequence, implementation of DTX function in voice signal transmission (signal is transmitted only in the time of voice activity) and power adjustment according to BS-user distance.

INFLUENCE OF OFFERED TRAFFIC ON THE ELECTRIC FIELD INTENSITY

GSM systems are based on implementation of time division multiplex (TDMA) on each frequency carrier of frequency division multiplex (FDMA). Each TDMA on a carrier frequency consists of 8 time channels. Some of these channels are intended for signalling information transmission, as two channels on the first frequency carrier and, eventually, one or more channels on other frequency carriers, if two channels on the first carrier are not enough to transmit all signalling information. The remaining channels are traffic channels, [7]. Signal on the first carrier (two signalling channels and 6 (remaining) traffic channels) are always sent with maximum power, regardless of the implementation of DTX function, power control or the fact that, possibly, traffic channel is not busy.

Signal level in traffic channels on other carriers may be adjusted as the function of BS-user distance. In these channels there is no signal sending if channel is not busy in that moment, or if there is no activity BS→MS (user is not speaking) in the considered time interval.

If the considered GSM mobile system consists of only one frequency carrier, total emission power of 6 available traffic channels and 2 signalling channels is always the same, [8]:

$$P = P_{BCCH} \qquad (3)$$

where P_{BCCH} is the BS emission power for one BCCH channel. The EFI is then, according to (1) and (3):

$$E = \frac{c}{r} \cdot \sqrt{P_{BCCH}} = E_{BCCH} \qquad (4)$$

In this case obtained formula (4) completely corresponds to formula (2) from [5].

When the system has more than one frequency carrier, the mean value of total emission power may be expressed as

$$P = P_{BCCH} \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot \sum_{i=7}^{6+(f_c-1)\cdot 8} (i-6) \cdot p(i) \right) \quad (5)$$

where f_c is the number of available frequency carriers (it may be f_c=2,3,4,…) and $p(i)$ is the probability that i traffic channels are busy.

Similar as in the case of only one frequency carrier, EFI is now

$$E = \frac{c}{r} \cdot \sqrt{P_{BCCH} \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot \sum_{i=7}^{6+(f_c-1)\cdot 8} (i-6) \cdot p(i) \right)} = \\ = E_{BCCH} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{8} \cdot \sum_{i=7}^{6+(f_c-1)\cdot 8} (i-6) \cdot p(i)} \quad (6)$$

Probabilities $p(i)$ are determined using Erlang distribution from queueing theory, [9], [10]:

$$p(i) = \frac{\frac{A^i}{i!}}{\sum_{l=0}^{N} \frac{A^l}{l!}}, \; i = 0,1,...,N \quad (7)$$

where A is the offered traffic and N is the number of available traffic channels. This formula was first implemented in the analysis of switching systems and after that it is implemented in many other cases.

Probability that call request may not be realized (call blocking probability - BP) is equal to the probability that all N traffic channels are busy:

$$BP = p(N) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{l=0}^{N} \frac{A^l}{l!}} \quad (8)$$

Call blocking probability is usually criteria for channel number calculation. Typical maximum value of blocking probability in busy hour (when offered traffic is the greatest) for a mobile system is 2%, as it is in the examples from [11]. In the rest of a day offered traffic and (as a consequence) EFI are smaller. The exceptions are rare, special situations, when call blocking probability may be greater than 2%, thus increasing EFI.

INFLUENCE OF DISCONTINUOUS TRANSMISSION

During one conversation, there are periods when users are active (they are speaking) and when they are inactive (not speaking). It is usually supposed in literature that period of voice activity is 40-45% of the conversation duration. The value 43% is obtained as the solution of the Brady model, [12], [13], [7]. This value is the probability that user is speaking alone or in a doubletalk phase with the second conversation participant.

The aim of DTX function in mobile systems is to stop mobile signal sending in case when there is no voice activity. Signal switching off or on is based on the function of voice activity detection (VAD). Signal switching off may not be realized exactly in the moment when conversation stops. That's why slightly longer period p_{DTX}=0.45=45% is adopted for the probability of voice activity in this paper. In [1] this value is estimated as p_{DTX}=55-60%.

Formulas (5) and (6) are modified as the consequence of DTX function implementation:

$$P = P_{BCCH} \cdot \left(1 + \frac{p_{DTX}}{8} \cdot \sum_{i=7}^{6+(f_c-1)\cdot 8} (i-6) \cdot p(i) \right) \quad (9)$$

and

$$E = E_{BCCH} \cdot \sqrt{1 + \frac{p_{DTX}}{8} \cdot \sum_{i=7}^{6+(f_c-1)\cdot 8} (i-6) \cdot p(i)} \quad (10)$$

INFLUENCE OF POWER CONTROL

Emission power for one traffic channel (which is not on the first frequency carrier) may be expressed as, [14]

$$P_1 \approx a \cdot r^{\gamma} \quad (11)$$

where r is the distance between BS and the considered user, a is constant for adjustment and γ is environmental propagation coefficient, [13]. In practice it is $2 \leq \gamma \leq 5$, [15].

Maximum BS power is intended for the user at the BS cell rim (i.e. at the maximum BS-user distance). Emission power in this case is

$$P_{1\max} \approx a \cdot R^{\gamma} \quad (12)$$

where R is the BS cell radius.

According to (11), BS power control (PC) is performed continually as the function of distance. This is a valuable approximation of the real situation that BS power is adjusted in 15 steps of 2dB, [16].

The ratio of one channel mean output power to the one channel maximum output power is calculated in [14]. Mean output power corresponds to the emission power with power

control (P_{PC}) and maximum power corresponds to the power without power control ($P_{wo/PC}$). That's why the same formula from [14] may be implemented for the calculation of coefficient of BS emission power decrease (η_{PC}) when PC is implemented to the power without PC:

$$\eta_{PC} = \frac{P_{PC}}{P_{wo/PC}} = \frac{2}{\gamma + 2} \quad (13)$$

This coefficient from (13) is used to further correct the equations (9) and (10):

$$P = P_{BCCH} \cdot \left(1 + \frac{p_{DTX}}{8} \cdot \eta_{PC} \cdot \sum_{i=7}^{6+(f_c-1)\cdot 8} (i-6) \cdot p(i) \right) \quad (14)$$

and

$$E = E_{BCCH} \cdot \sqrt{1 + \frac{p_{DTX}}{8} \cdot \eta_{PC} \cdot \sum_{i=7}^{6+(f_c-1)\cdot 8} (i-6) \cdot p(i)} \quad (15)$$

In this section, when considering influence of power control on BS power and EFI we supposed that users are uniformly distributed in area of BS cell. Variations in user distribution [17] in the area of BS cell have influence on BS power and EFI, because users located nearer to BS need less power. But, this element is not analyzed in this paper.

THE VALUES OF ELECTRIC FIELD INTENSITY

The results of EFI calculation as a function of offered traffic A, comparing to the EFI caused by one BCCH channel (maximum power of one traffic or signalling channel), are presented in Figs. 1-4. Fig. 1 corresponds to the system with one frequency carrier (6 traffic channels), Fig. 2 is for the system with two frequency carriers (14 traffic channels), Fig. 3 is intended for the system with three frequency carriers (22 traffic channels) and Fig. 4 for system with four frequency carriers (30 traffic channels). Five characteristics are presented in each figure. The first one is for the case when only influence of offered traffic is considered (characteristic BS w/o DTX). The values for this characteristic are obtained implementing (4) for the system with one frequency carrier (Fig. 1) and (6) for systems with more than one carrier (Figs. 2-4).

The second characteristic is for systems where influences of traffic and DTX are considered, but it is supposed that there is no PC (characteristic BS w/ DTX). The values for Figs. 2-4 are obtained using (10). As there is no DTX function implementation for systems with one carrier (Fig. 1), the values are in this case equal to the characteristic BS w/o DTX.

The third and fourth characteristics are presented for system, where all three analyzed influences are considered: this is a system where offered traffic, DTX and PC are taken into account. The characteristics are presented for systems in Figs. 2-4 for γ=2 (characteristic BS w/ DTX gamma=2) and for γ=5 (characteristic BS w/ DTX gamma=5). These calculations are performed on the base of (15). The difference is again for system with one carrier (Fig. 1), where PC is not implemented and where these two characteristics do not differ from previous characteristics.

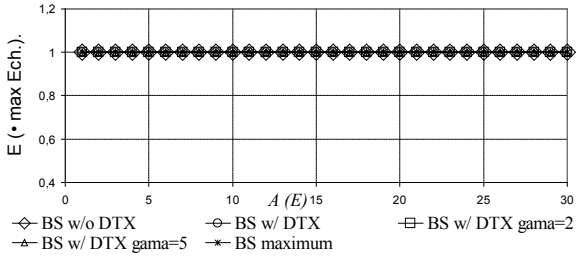


Fig. 1. *BS EFI for the system with one frequency carrier (6 traffic channels): without DTX, with DTX, with PC when γ=2 and γ=5 and maximum EFI*

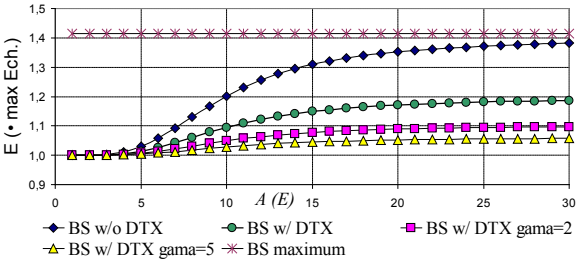


Fig. 2. *BS EFI for the system with two frequency carriers (14 traffic channels): without DTX, with DTX, with PC when γ=2 and γ=5 and maximum EFI*

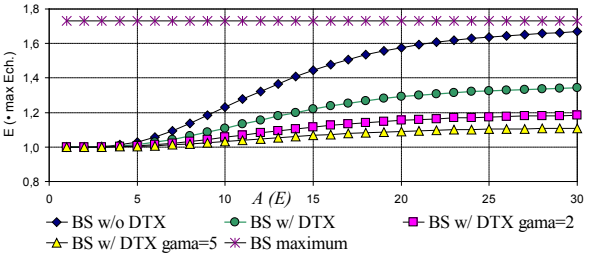


Fig. 3. *BS EFI for the system with three frequency carriers (22 traffic channels): without DTX, with DTX, with PC when γ=2 and γ=5 and maximum EFI*

The last presented characteristic in Figs. 1-4 is the maximum EFI, calculated using (2) according to [5]. It is obvious that there is EFI overestimation comparing to all four other characteristics, presented in Figs. 2-4.

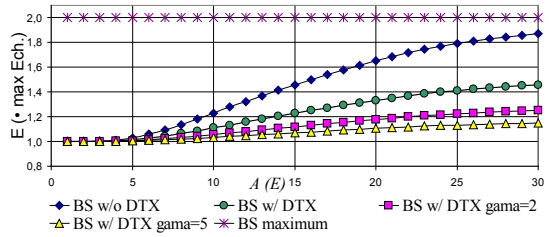


Fig. 4. *BS EFI for the system with four frequency carriers (30 traffic channels): without DTX, with DTX, with PC when γ=2 and γ=5 and maximum EFI*

As it is already emphasized, mobile systems are usually projected to satisfy BP, which is not greater than 2%. The corresponding values of offered traffic are 8.2E for systems with two carriers, 14.9E for systems with three carriers and 21.9E for systems with four carriers, [18].

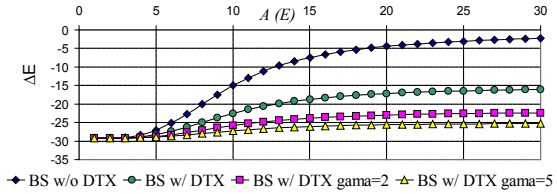


Fig. 5. *BS EFI comparing to maximum EFI according to [5] for the system with two frequency carriers (14 traffic channels): without DTX, with DTX and with PC when γ=2 and γ=5*

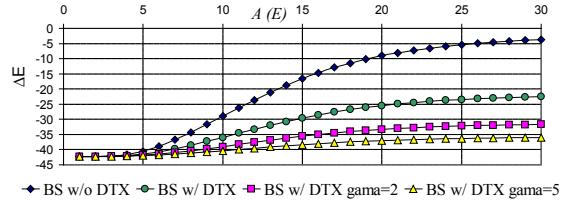


Fig. 6. *BS EFI comparing to maximum EFI according to [5] for the system with three frequency carriers (22 traffic channels): without DTX, with DTX and with PC when γ=2 and γ=5*

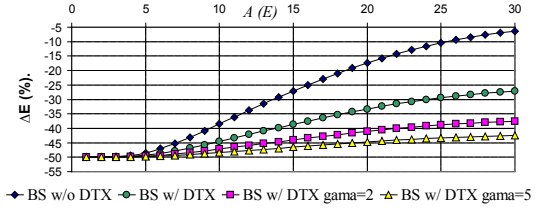


Fig. 7. *BS EFI comparing to maximum EFI according to [5] for the system with four frequency carriers (30 traffic channels): without DTX, with DTX and with PC when γ=2 and γ=5*

Figs. 5-7 present the expected percent of EFI decrease as a function of offered traffic when formulas from this paper are implemented, comparing to the calculation method from [5]. Characteristics are presented for two frequency carriers (Fig. 5), three carriers (Fig. 6) and four carriers (Fig. 7). As in Figs. 1-4, characteristics correspond for systems where only influence of offered traffic is considered (BS w/o DTX), then with influence of offered traffic and DTX (BS w/ DTX) and, finally, two characteristics with the influence of traffic, DTX and PC (BS w/ DTX gamma=2 and BS w/ DTX gamma=5).

Example 1: Let us observe the obtained values of EFI decrease for the system in which maximum blocking probability 2% is allowed and where all three analyzed elements are considered. For systems with two carriers from Fig. 5 follows that EFI decrease is more than 28% (A=8.2E). In the case that system has three carriers, this value of decrease is 35% or more (A=14.9E in Fig. 6). If there are four carriers (A=21.9E in Fig. 7), decrease is 40% or more. In [19] it is emphasized that average output power during high traffic hours in 2G (i.e. GSM systems) is 65% or below of the maximum available power for systems with two or more carriers. This value approximately corresponds to the estimation of EFI decrease calculated in this example.

CONCLUSION

In this paper it is presented that EFI in the area of GSM BS cell depends on mobile traffic characteristics. The considered elements are A and implementation of DTX. Besides these factors, EFI depends on implementation of PC to adjust separately emission power for each active user. Additional factor in this adjustment is the value of γ. It is proved that real expected EFI, as a function of A, DTX and PC implementation is significantly smaller than the value, which is obtained on the basis of recommended formula, [5]. This level of EFI decrease may be greater than 40% for systems with more than three frequency carriers for a traffic value, which causes blocking probability 2%. Exceptions are systems with only one frequency carrier. In such systems formula from [5] is completely satisfied, because DTX function, PC and

switching off inactive traffic channels are not implemented on the first carrier.

Presented method for EFI estimation is useful, because it may be a guide how to estimate EFI in the BS cell area when it is not possible to perform measurements.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper is realized in the framework of project TR32051, which is financed by Ministry of Education, Science and Technological Development of Republic of Serbia.

REFERENCE

[1] M. Koprivica: „Improving the Efficiency of Methods for Measurement of Electric Field Strength in the Vicinity of Public Mobile System Base Station“, PhD Thesis, School of Electrical Engineering, Belgrade, 2016. (in Serbian)

[2] F. Lacroux, E. Conil, A. C. Carrasco, A. Gati, M.-F. Wong, J. Wiart: „Specific absorption rate assessment near a base station antenna (2,140 MHz): some key points“, Annals of Telecommunications, Vol. 63, No. 1–2, pp. 55–64, 2008.

[3] M. C. Gosselin, A. Christ, S. Kuhn, N. Kuster: „Dependence of the occupational exposure to mobile phone base stations on the properties of the antenna and the human body“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 51, No. 2, pp. 227–235, 2009.

[4] Harvard Campus Services Environmental Health & Safety. Cell Phone Towers and Radiofrequency (RF) Radiation Safety, pp. 1-5, January 2015., Copyright 2015 The President and Fellows of Harvard College, https://www.ehs.harvard.edu/sites/ehs.harvard.edu/files/CellphoneTowerFacts.pdf.

[5] European Committee for Electrotechnical Standardization, European Standard EN 50492: 2008/A1:2014: Basic standard for the in-situ measurement of electromagnetic field strength related to human exposure in the vicinity of base stations, CENELEC 2014.

[6] J. Higashiyama, Y. Tarusawa: „Electric Field Distribution Excited from Indoor Radio Source for Exposure Compliance Assessment“, EMC'09/Kyoto, pp. 493-496, 2009.

[7] A. Lebl, V. Matić, M. Mileusnić, D. Mitić, Ž. Markov, Ž. Tomić: „Influence of DTX Function on the Base Station Power Decrease in GSM Systems“, 7th International Conference on Information Society and Technology ICIST 2017, pp. 246-250, March 2017.

[8] ITU-T Recommendation K.61: „Guidance on measurement and numerical prediction of electromagnetic fields for compliance with human exposure limits for telecommunication instalations“, February 2008.

[9] L. Kleinrock: „Queueing Systems“, A Wiley-Interscience Publication John Wiley & Sons, 1975.

[10] V. B. Iversen: „Teletraffic Engineering and Network Planning“, Technical University of Denmark, 2015.

[11] The Cellular Engineering Fundaments, Chapter 3, pp. 23-53, http://www.iitg.ernet.in/scifac/qip/public_html/cd_cell/chapters/a_mitra_mobile_communication/chapter3.pdf.

[12] P. T. Brady: „A Model for Generating On-Off Speech Patterns in Two-Way Conversation“, Bell System Technical Journal, pp. 2445-2472., 1969.

[13] H.-H. Choi, J.-R. Lee, D.-H. Cho: „Hybrid Power Saving Mechanism for VoIP Services with Silence Suppression in IEEE 802.16e Systems“, IEEE Communications Letters, Vol. 11, No. 5, pp. 455-457., 2007.

[14] P. Jovanović, M. Mileusnić, A. Lebl, D. Mitić, Ž. Markov: „Calculation of the Mean Output Power of Base Transceiver Station in GSM“, Automatika, Vol. 55, No. 2, pp. 182-187, 2014.

[15] J. Eberspächer, H.-J. Vögel, C. Betstetter: „GSM, Switching, Services and Protocols“, John Wiley & Sons, 2nd Edition, 2001.

[16] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network; Radio subsystem link control (Release 10), 3GPP TS45.008 v10.0.0, March 2011.

[17] M. Mileusnić, M. Popović, A. Lebl, D. Mitić, Ž. Markov: „Influence of Users' Density on the Mean Base Station Output Power“, Elektronika ir Elektrotechnika, Vol. 20, No. 9, pp. 74-79., November 2014.

[18] Siemens Aktiengesellschaft. Telephone Traffic Theory Tables and Charts, Part 1, 2nd reviced Edition, ISBN 3-8009-1163-9, Munich, January 1974.

[19] D. Colombi, B. Thors, T. Persson, N. Wirén, L. E. Larsson, M. Jonsson, C. Törnevik: „Downlink power distributions for 2G and 3G mobile communication networks“, Radiation Protection Dosimetry, Vol. 157, No. 4, pp. 477-487, December 2013.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

РАДИОРАЗПРЪСКВАНЕ В СЛОЖНА АРХИТЕКТУРНА СРЕДА

RADIO BROADCASTING IN A COMPLEX ARCHITECTURAL ENVIRONMENT

Rosen Tsvetkov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Abstract

This report examines ways of transmitting radio signals in a complex architectural environment in the absence of direct visibility. In this case, the signal arrives at the reception point due to reflected and diffracted signals from streets, buildings and roofs. Depending on the frequency of the radio signal, the situation changes dynamically and requires the use of different mathematical models to determine the predictive characteristics of the signal at the receiving point. In addition, a simulation was performed using a program product WinProp. This allows a comparative analysis between theoretical and simulation results to be done.

Keywords: Radio broadcasting, Mathematical models, Radio propagation, Complex architectural environment, Urbal Site propagation, Wireless communication, WinProp.

ВЪВЕДЕНИЕ

В настоящия доклад е изследвано разпространението на радиовълните в сложна градска среда при липса на пряка видимост. Това би дало възможност за точно определяне местоположението на антените в уличните каньони при наличие на засенчване. Симулационото проектиране може да се използва за основа при изграждането на различни мрежи в гъсто застроена среда (DVB-T/T2, GSM, Wi-Fi, WiMax и др.) [4]. Използвана е кадастрална карта на жилищен район, като са отразени точно височините на сградите (от 4 m до 50 m), улиците са с ширина от 8 m до 20 m. Това дава възможност да се направи сравнителна оценка между теоретично и симулационно получени данните за затихването на радиосигнала.

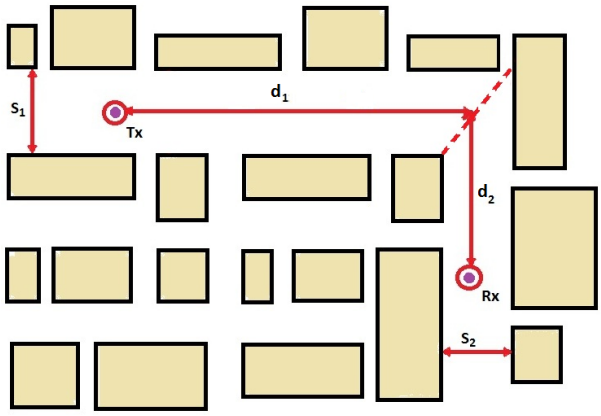
Анализирани са три случая на разположение на предавателната антена по централния булевард на условно избран град и е изчислено затихването на радиосигнала в странична улица при липса на пряка видимост. Отчита се влиянието на отразени и пречупени радиолъчи от сградите, включително и от техните ъгли. Симулационното изследване е направено с програмния продукт WinProp [5], като са използвани едни и същи входни данни за различните математични модели.

Радиоразпръскването в сложна архитектурна среда има своите особености, когато предавателната антена се намира на сравнително малка височина под нивото на покривите на сградите. Този случай е характерен за разпръскване на Wi-Fi сигнал по централните булеварди на градовете, а абонатът се намира на известно разстояние в странична улица на височина до 2 m. Радиовръзката може да се реализира благодарение на отразени и дифрактирали сигнали, което предполага използването на сложни теоретични модели при даването на предварителна оценка за разпространението на сигнала [5].

ИЗЛОЖЕНИЕ

Изчисляване на загубите при разпространение на радио сигнала при липса на пряка видимост (NLoS) за честоти от 800 до 2000 MHZ

На фиг. 1 е дадена изследваната ситуация в градска среда.



Фиг. 1. *Ситуация в градска среда*

Когато и двете антени се намират по-ниско от покривите на сгради трябва да се има предвид отражението и пречупването на радио сигнала от ъглите на сградите при разпространение в градска архитектурна среда [1], [2]. Загубите се определят като:

$$L_{NLoS} = -10\log_{10}\left(10^{-L_r/10} + 10^{-L_r/10}\right), \qquad (1)$$

където:

L_r са загубите от разпространение на отразени радиосигнали.

$$L_r = 20\log_{10}(d_1 + d_2) + d_1 d_2 \frac{f(\alpha)}{s_1 s_2} + 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right), \qquad (2)$$

където:

d_1 е разстоянието, осигуряващо пряка видимост в m,

d_2 е разстоянието в уличния каньон в m,

s_1, s_2 са широчината на улиците в m,

а $f(\alpha)$ се изчислява по (3)

$$f(\alpha) = \frac{3.86}{\alpha^{3.5}}, \qquad (3)$$

където:

$0{,}6 < \alpha\ [\text{rad}] < \pi$.

L_d са дифракционите загуби по трасето, които се определят като:

$$L_d = 10\log_{10}\left[d_1 d_2 (d_1 + d_2)\right] + 2D_a - 0{,}1\left(90 - \alpha\frac{180}{\pi}\right) + 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right), \qquad (4)$$

където:

$$D_a = \left(\frac{40}{2\pi}\right)\left[\arctan\left(\frac{d_2}{d_2}\right) + \arctan\left(\frac{d_1}{d_1}\right) - \frac{\pi}{2}\right]. \qquad (5)$$

Изчисляване на загубите при разпространение на радио сигнала при липса на пряка видимост (NLoS) за честоти от 2 до 16 GHz

Моделът на разпространение при NLoS ситуации с ъгли на улиците $\alpha = \pi/2$ rad са дефинирани на база на измервания, направени при честоти от 2 до 38 GHz където h_1, $h_2 < h_r$ и s_2 е до 10 m.

$$L_{NLoS} = L_{LoS} + L_c + L_{att}, \qquad (6)$$

където:

L_{LoS} са загубите от разпространение на радио сигнала при наличие на пряка видимост, когато разстоянието $d_1 > 20$ m;

L_{corner} се приема за 20 dB в градска среда или 30 dB при жилищни комплекси;

d_{corner} е 30 m и в двата случая.

$$L_c = \frac{L_{corner}}{\log_{10}(1 + d_{corner})}\ \log_{10}(d_2 - d_1/2),$$

когато:

$$s_1/2 + 1 < d_2 \le s_1/2 + 1 + d_{corner} \qquad (7)$$

$$L_c = L_{corner},$$

когато:

$$d_2 > s_1/2 + 1 + d_{corner} \qquad (8)$$

$$L_{att} = 10\beta\log_{10}\left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 + s_1/2 + d_{corner}}\right),$$

когато:

$$d_2 > s_1/2 + 1 + d_{corner} \qquad (9)$$

$L_{att} = 0$.

когато:

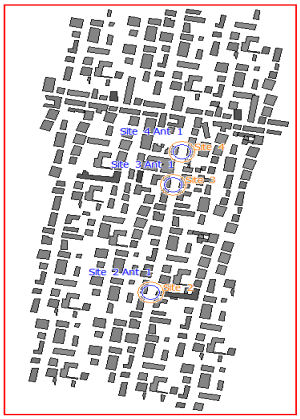
$$d_2 \le s_1/2 + 1 + d_{corner} \quad (10)$$

където:

β = 6 в градска среда при наличието на клиновидни сгради.

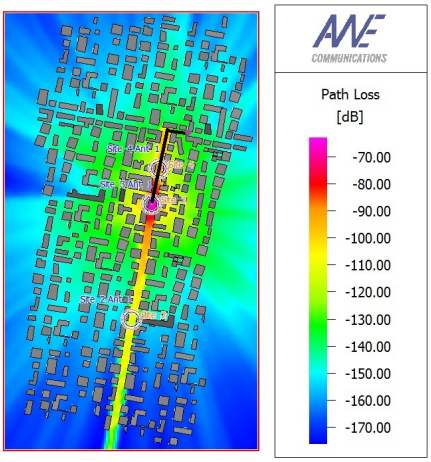
На фиг. 2 е дадена ситуацията от градска среда, която е използвана за реализиране на симулационния експеримент.

Изследвани са два симулационни експеримента. Единият е на честота 2 GHz, при мощност на предавателя 20 dBm, при височина на предавателната и приемна антени съответно h_1=4 m и h_2= 2 m.



***Фиг. 2**. Реална ситуация в градска среда*

На фиг. 3 за показани получените симулационни резултати от експеримента, реализиран на честота 2 GHz, използвайки модел, подходящ за разпространение на радиосигнала в градска среда при липса на пряка видимост.



***Фиг. 3**. Симулационен експеримент на честота 2 GHz*

В таблица 1 са дадени получените резултати, свързани с теоретичния модел и резултатите от първия симулационен експеримент, като:

L_{NLoS} -загуби от затихване на радиосигнала, използвайки теоретичния модел,

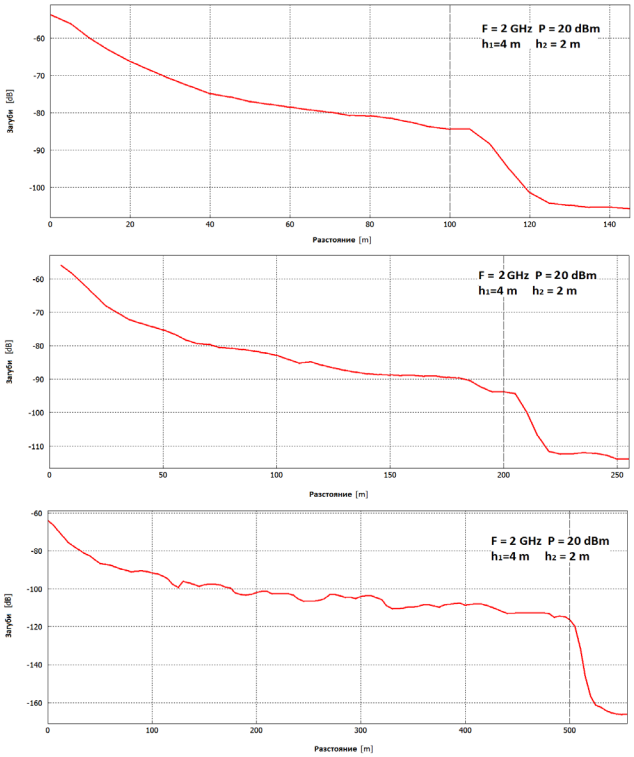
***Таблица 1.** Затихване на радиосигнала (NLOS) при честота 2 GHz*

	d_1 (m)	d_2 (m)	s_1 (m)	s_2 (m)	L_{NLoS} (dB)	L_{NLoS1} (dB)	L_{NLoS2} (dB)
1	100	50	20	10	100	104	113
2	200	50	20	10	117	113	119
3	500	50	20	10	126	146	143

L_{NLoS1} - загуби от затихване на радиосигнала, използвайки Empirical COST-Walfisch-Ikegami модел;

L_{NLoS2} - загуби от затихване на радиосигнала, използвайки Knife Edge Diffraction модел.

На фиг. 4 са показани получените симулационни резултати от експеримента, реализиран на честота 2 GHz, използвайки същите два модела, подходящи за разпространение на радиосигнала в градска среда при липса на пряка видимост.



***Фиг. 4**. Затихване на радиосигнала при трите ситуации на честота 2 GHz*

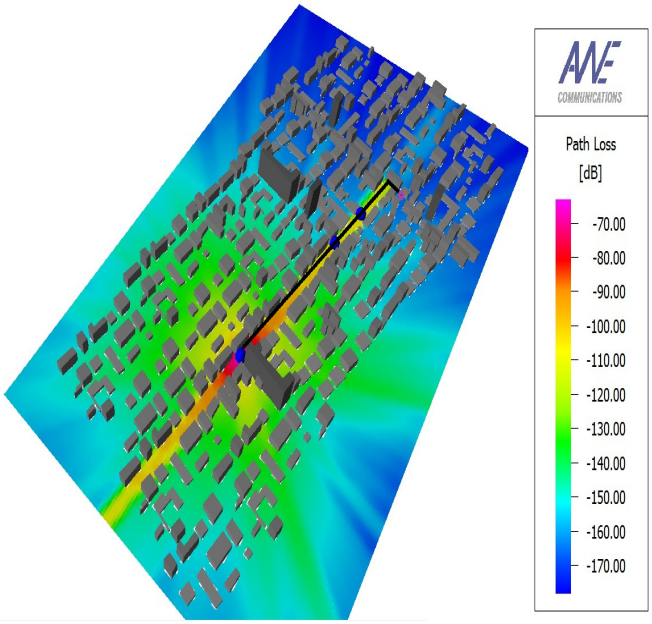
Вторият симулационен експеримент е на честота 5 GHz,

Таблица 2. *Затихване на радиосигнала (NLOS) при честота 5 GHz*

	d_1 (m)	d_2 (m)	s_1 (m)	s_2 (m)	L_{NLoS} (dB)	L_{NLoS1} (dB)	L_{NLoS2} (dB)
1	100	50	20	10	108	123	124
2	200	50	20	10	113	131	133
3	500	50	20	10	120	165	166

при мощност на предавателя 30 dBm, при височина на предавателната и приемна антени съответно h_1=4 m и h_2= 2 m.

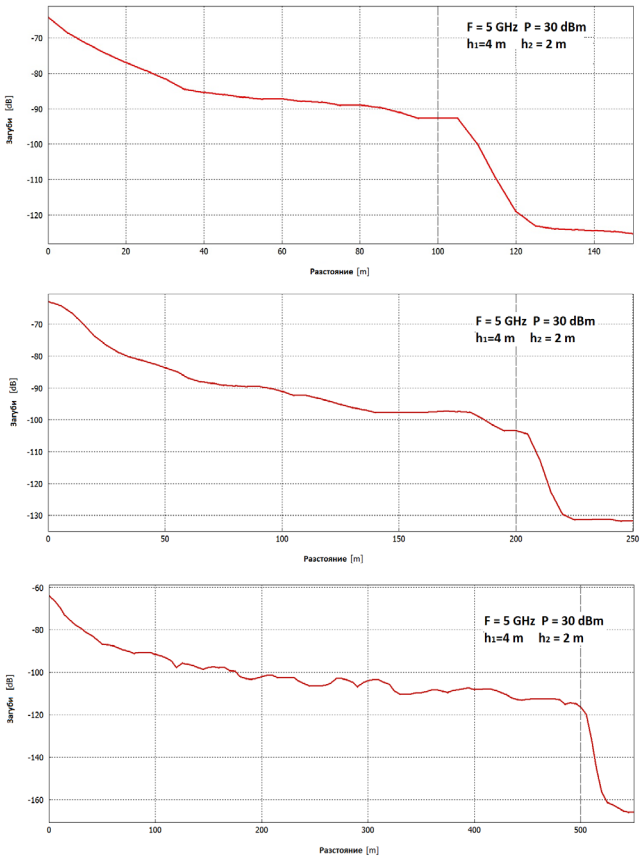
На фиг. 4 за показани получените симулационни резултати от експеримента, реализиран на честота 5 GHz, използвайки модел, подходящ за разпространение на радиосигнала в градска среда при липса на пряка видимост.



Фиг. 5*. Симулационен експеримент на честота 5 GHz*

В таблица 2 са дадени получените резултати, свързани с теоретичния модел и резултатите от втория симулационен експеримент.

На фиг. 6 са показани получените графични зависимости при трите разстояния за честота 5 GHz.



Фиг. 6*. Затихване на радиосигнала при трите ситуации на честота 5 GHz*

На фиг. 3 и фиг. 5 са визуализирани направленията, по които се извършва измерването, като предавателната антена се намира на височина 4 m.

На фиг. 4 и фиг. 6 са дадени графичните зависимости на затихването на радиосигнала за три конкретни случая за двете честоти (2 GHz и 5 GHz), при разстояния съответно 150 m, 250 m и 550 m, като последните 50 m са в страничната улица, която е с широчина 10 m.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целта на настоящото изследване е да се реализира симулационен експеримент (използвайки два модела, заложени в автоматизираната среда на WinProp – L_{NLoS1} и L_{NLoS2}) и получените резултати да се сравнят с тези от използвания теоретичен модел (L_{NLoS}) [5].

При първия експеримент (на честота 2 GHz) съществено различие при анализ на получените резултати се констатира за третия случай (приблизително 20 dB), когато разстоянието на комуникация е 550 m.

От графичните зависимости показани на фиг. 4 се вижда, че затихването на пресечката на двете улици L_{corner} е от порядъка на 20 dB за първия и втория случай и 40 dB за третия случай. За втория експеримент, реализиран на честота 5 GHz затихването L_{corner} е съответно 30 dB за първия и втория случай и почти 50 dB за третия случай. И при двата експеримента се вижда, че увеличавайки разстоянието на комуникацията по централната улица (с широчина 20 m) се отклоняме от теоретичния модел, който дава стойност на затихването на радиосигнала L_{corner} в градска среда от порядъка на 20 dB и 30 dB в жилищни райони. Имайки предвид точността на теоретичния модел, направен на базата на много експериментални измервания и валиден за територията на Европейския съюз е препоръчително при по-големи разстояния (> 500 m) да се коригират симулационните измервания, увеличавайки затихването приблизително с 20 dB на честота 2 GHz и с 45 dB на честота 5 GHz.

REFERENCE

[1] ITU-R Recommendation P.1411-7 , 09/2013.
[2] ITU-R Recommendation P.1411-9 ,06/2017.
[3] Iliya Iliev, Mobile Communications, 2014.
[4] Nathan Blaunstein, Christos G. Christodoulou, Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Networks, 2nd Edition, Wiley, 2014.
[5] WinProp, Manuals for WallMan and ProMan, software product of AWE-Comunications, 2009.

РАЗРАБОТКА НА МОДЕЛ ЗА ВНЕДРЯВАНЕ НА ГЛАС ЧРЕЗ ИНТЕРНЕТ ПРОТОКОЛ В МРЕЖАТА НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ГАБРОВО

DEVELOPMENT OF AN INTEGRATION MODEL FOR VOICE OVER INTERNET PROTOCOL IN THE TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO'S NETWORK

Miroslav Stoyanov Slavov
Technical University of Gabrovo

Abstract

Voice over Internet protocol (VoIP) is a cheap technology, which allows voice services in different institutions. Advantage of this service is using of existing data network. That makes VoIP cheap alternative of Public switched telephone network (PSTN). VoIP may use hardware and software phones. Software phones make VoIP even cheaper, because addition investments for phones are not necessarily. But PSTN is main network for developing voice services it is necessarily for VoIP to be integrated with PSTN. This integration is possible by using devices, called gateways. This device transmit information between VoIP and PSTN and vice versa.

Keywords: VoIP, PSTN, Computer network, PBX, IP phones.

ВЪВЕДЕНИЕ

Интернет телефония или IP телефония, или съкратено от английски VoIP (на английски: Voice over Internet Protocol, Voice over IP - глас чрез Интернет протокол) е технология, която позволява пренасянето на глас (телефония) благодарение на инфраструктурата на Интернет. Терминът може да се отнася до връзка между два компютъра, два телефонни апарата, или компютър и телефонен апарат, стига сигналът да се пренася в част от пътя си чрез IP пакети. [3]

ИЗЛОЖЕНИЕ

Първата технология за телефония през Интернет е представена през февруари 1995 г. от VocalTec. Предложеният интернет телефон е примитивен в сравнение с наличните технологии днес. Софтуерът е оригинално замислен да работи на компютър 486 с 33 MHz процесор или по-висок, чрез който потребителят ще разговоря с друг потребител, използвайки модема на компютъра, звукова карта, (високоговорител и микрофон). В процеса на трансфер, софтуерът трансформира (компресира) гласа, който е говорен в микрофона. След това компресираният глас се транспортира чрез IP пакети като данни във формат на стандартна интернет сесия. С тази технология обаче разговорът е ограничен само до два компютърни потребителя (компютър към компютър).

Около година по-късно, през март 1996 г., отново компанията VocalTec обявява, че ще работи с други фирми за производство на хардуер наречен Voice Gateway, който да позволява аудио връзки между интернет телефон и телефон от публичната комутируема телефонна мрежа (PSTN). Все пак остава едно предизвикателство, а именно как да се адресира и достигне до потребител на компютър, разположен където и да е по света. За тази цел потребителят трябва да знае IP-адреса на отдалечения компютър, а той не е лесно откриваем, ако не е имало предшестващ контакт с него. Voice Gateway търси друг такъв, в който да е съхранен телефонният номер на търсения потребител. Теле-

фонен номер се намира по-лесно от IP-адрес. По този начин функционалността на Voice Gateway се справя едновременно с препятствията на свързването на мрежата и адресирането [1].

Изисквания за широчина на честотната лента

В традиционния гласов свят една единствена наета T1 линия се използва за пренасяне на 24 телефонни повиквания от обществената комутируема телефонна мрежа (PSTN). Тези повиквания с частна T1 връзка от точка до точка могат да компресират гласа до по-малко от 8 kbps за по-голяма ефективност, но качеството може да спадне. Трите най-често срещани модулационни схеми за кодиране на гласа са [2]:

64 kbps (PCM)/1,544 Mbps = 24 едновременни повиквания по T1 линия;

32 kbps (ADPCM)/1,544 Mbps = 48 едновременни повиквания по T1 линия;

8 kbps (CELP)/1,544 Mbps = 120 едновременни повиквания по T1 линия.

(PCM – Pulse Code Modulation, Импулсно-кодова модулация;

ADPCM – Adaptive differential pulse-code modulation, Адаптивна диференциална импулсно кодова модулация;

CELP – Code Excited Linear Prediction, Линейно предсказване с кодово възбуждане).

Ефективността е основният въпрос за WAN връзката. Използването на честотната лента и гласовата компресия играят важна роля при предоставянето от WAN.

Изисквания за широчина на честотната лента по IP

Какво е необходимо, за да се поддържа традиционният глас в мрежите за данни? Концепцията за комбиниране на глас в мрежата за данни е проста, защото гласовият трафик използва много по-малко трафик от традиционните компютърни мрежи, базирани на LAN. Едно единствено качествено телефонното повикване през публичната мрежа използва 64 kbps във всяка посока - това е само 0,0625% от 100 Mbps двупосочна връзка.

При 100 Mbps Ethernet мрежа, всяко гласово повикване отнема до 85,6 kbps (64 kbps + IP header + Ethernet header) във всяка посока, като могат да се поддържат до 1 160 обаждания през връзка пълен дуплекс. През Gigabit гръбнак могат да се обработват до 11 600 обаждания едновременно.

Ако честотната лента е единственият проблем, мрежите за IP телефония, основаващи се на LAN, биха били разгърнати преди години. Но други основни елементи, като „гладните" за честотна лента бизнес приложения, напредъкът в телефонните технологии и претовареността на мрежата са основните пречки. Повечето от тези проблеми са разрешени с по-нова VoIP технология, качество на обслужването (Quality of Service – QoS) и използването на мениджъри на честотната лента или сложни схеми за включване в опашка, прилагани в LAN и WAN.

Качество на гласа

През годините качеството на гласа е много субективно: вдигането на телефона и слушането на качеството на гласа. Ако има двама различни потребители на едно и също обаждане, може дори да се получат отчети с различни резултати. След години на изследване са записани и оценени човешки модели на поведение, които установяват обективно измерване на качеството на повикванията.

Водещото субективно измерване на качеството на гласа е Средната оценка от мнения (Mean Opinion Score - MOS), която е определена в препоръката P.800 на Международния съюз по далекосъобщения (ITU). Съпоставянето между характеристиките на мрежата и оценките за качество направи MOS ценна за извършване на оценки на мрежата и настройка.

Резултатът от MOS може да варира от 5 (много доволен) до 1 (не се препоръчва), но трябва да се има предвид, че всеки гласов кодек има референтен резултат, базиран на няколко фактора, включително забавяне от пакетиране и присъщото влошаване, което се получава при преобразуване на гласа в цифров сигнал. Най-високата оценка за MOS, която всеки кодек може да получи, е 4,5. На всеки кодек се дава стойност на MOS, базирана на всички известни намалявания за скоростта на преобразуване, качеството на говора и характеристиките за загуба на данни.

В табл. 1 е даден списък на най-често използваните кодеци, прилагани днес за VoIP, и тяхната теоретична максимална стойност за MOS.

Табл. 1. *Най-често използваните кодеци, прилагани днес за VoIP [2]*

Кодек	Стандартна скорост на данните	Време между пакетите	Забавяне от пакетиране	Стандартно забавяне от джитер в буфера	Теоретичен максимален MOS
G.711u	64 kbps	20 ms	1.5 ms	2 datagrams (40 ms)	4.4
G.711a	64 kbps	20 ms	1.5 ms	2 datagrams (40 ms)	4.4
G.729	8 kbps	20 ms	15.0 ms	2 datagrams (40 ms)	4.07
G.723.1 MPMLQ	6.3 kbps	30 ms	37.5 ms	2 datagrams (60 ms)	3.87
G.723.1 ACELP	5.3 kbps	30 ms	37.5 ms	2 datagrams (60 ms)	3.69

Всяка мрежа ще има различна стойност на MOS, базирана на QoS, забавяне и кодек, който се прилага в IP мрежата. Когато се доставя IP телефония, целта е мрежата да поддържа максимална стойност на MOS и да се постигне най-добро качество за гласовия трафик. Всички MOS стойности над 4.0 се считат за достатъчни за говор.

Конвертиране на глас в пакети данни

Цифрови сигнални процесори (DSP) - основни за гласовите кодиращи устройства - влизат в системите за IP телефония. DSP е специализиран процесор, който се използва в продължение на много години в други телефонни приложения, като мобилни безжични мрежи. DSP трябва да бъде много бърз поради операциите с интензивно изчисление, необходими за обработка на типично телефонно обаждане. По същество DSP е това, което преобразува аналоговите гласови сигнали в пакети данни, за да могат да бъдат транспортирани през IP-базирана мрежа.

DSP работи, като изяснява или стандартизира нивата или състоянията на цифровия сигнал. DSP веригата е в състояние да прави разлика между създадени от човек сигнали, които са подредени, и шум, който по своята същност е хаотичен.

Обикновено алгоритъмът за гласово кодиране, използван за IP телефония или VoIP в LAN среда, е G.711, който разделя гласовия поток на пакети със скорост 64 kbps. Това се счита за качество за таксуване. Някои от другите по-широко достъпни гласовите кодиращи алгоритми/ компресори на пазара са кодеците G.729a и G.723. Кодеците G.729a и G.723 обикновено се използват за WAN връзки, при които широчината на честотната лента е недостатъчна и компресията на глас е изискване. Повечето доставчици, които поддържат IP телефония, препоръчват кодек G.729a поради по-високото качество спрямо G.723, което де факто го прави стандарт за WAN връзки, работещи с IP телефония.

ОПИСАНИЕ НА СЪСТОЯНИЕТО НА КОМПЮТЪРНАТА МРЕЖА

Компютърната мрежа на технически университет – Габрово свързва отделните корпуси на университета, разположени в различни сгради, използвайки топология разширена звезда. Мрежата е разположена в шест отделни сгради: корпус 1 (Ректорат), корпус 2 (Баждар), корпус 3, корпус 5, корпус 6 и библиотека. Във всяка сграда има изградена локална мрежа, работеща на 100 Mbit/s, като всяка сграда разполага с опорен комутатор. Зад опорния комутатор е свързан комутатор за всеки етаж, а към етажните комутатори са свързани лабораториите и кабинетите в корпуса. Всеки корпус е отделна IP мрежа [1].

Отделните сгради са свързани с оптични кабелни трасета, както следва:

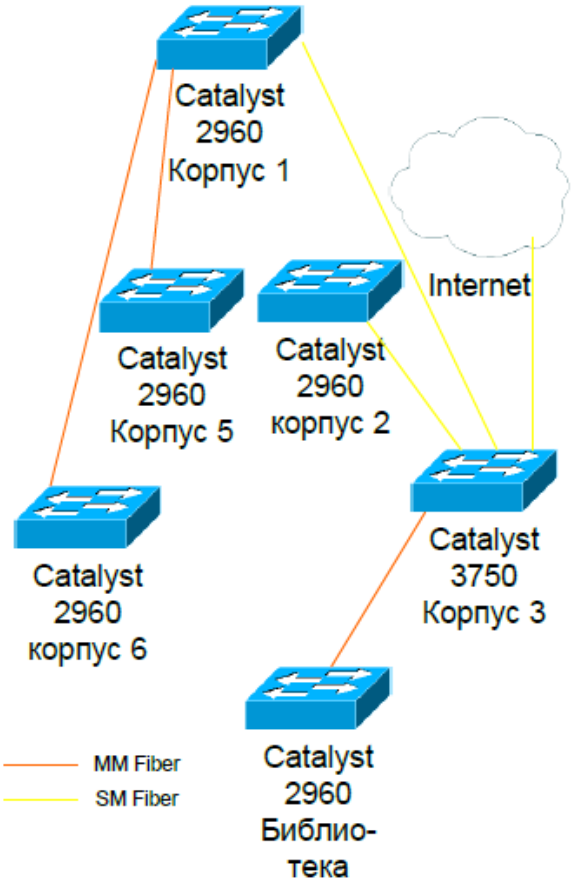
- Библиотека-Корпус 3 - 4 fiber Multimode 50X125 μm;

- Корпус 3 - Корпус 2 - 12 fiber Single Mode 9X125 μm;

- Корпус 3 - Корпус 1 - 12 fiber Single Mode 9X125 μm;

- Корпус 1 - Корпус 5 - 4 fiber Multimode 50X125 μm;

- Корпус 1 - Корпус 6 - 4 fiber Multimode 50X125 μm;



Фиг. 1. *Гръбначен сегмент на мрежата [1]*

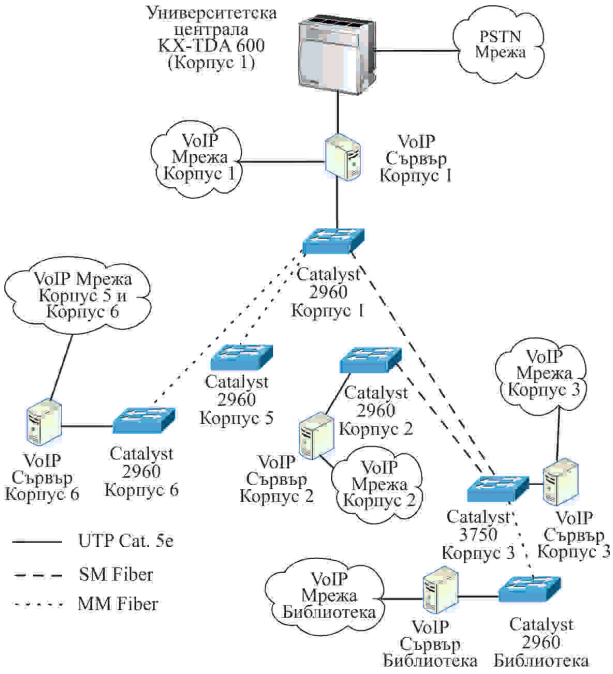
Моделите на опорните комутатори на корпусите са както следва:

- Корпус 1 - Cisco Catalyst 2960G-24TC-L;
- Корпус 2 - Cisco Catalyst 2960G-24TC-L;
- Корпус 3 - Cisco Catalyst 3750 с 1 Gbit/s SFP модули;
- Корпус 5 - Cisco Catalyst 2960G-8TCL;
- Корпус 6 - Cisco Catalyst 2960G-8TCL;
- Библиотека - Cisco Catalyst 2960G-8TC-L.

Връзката до всеки корпус е на скорост 1Gbit/s. Интернет връзката на организацията е оптична на два независими порта със скорост 1 Gbit/s и се намира в Корпус 3. В мрежата няма въведена дисциплина за качество на обслужването, така че всички видове трафик се обслужват с еднакъв приоритет. Въведената преди две години система за мрежово наблюдение показва, че всеки от гръбначните сегменти е натоварен между 50 и 80% през работните дни, а нерядко достига и максимално натоварване от около 90-95% [1].

РАЗРАБОТКА НА МОДЕЛ ЗА ВНЕДРЯВАНЕ НА VOIP

На фиг. 2 е представен модел, който може да се използва за внедряване на глас по Интернет протокол в телефонната мрежа на технически университет – Габрово



Фиг. 2. *Схема за внедряване на VoIP в телефонната мрежа на ТУ - Габрово*

На територията на корпус 1 е разположена учрежденската телефонна централа, която в момента, обслужва телефонната мрежа на територията на ТУ-Габрово. Тази телефонна централа е хибридна IP централа. Тя може да поддържа както линии, обслужващи аналогови и цифрови телефонни линии, така и линии, поддържащи глас по Интернет протокол. Тази телефонна централа ще осъществява ролята на шлюз, който ще прехвърля разговорите между съществуващата телефонна мрежа и новата VoIP телефонна мрежа.

VoIP телефонията ще използва съществуващата мрежа за данни, в която допълнително трябва да се въведе и качество на обслужването, което да гарантира безпроблемното провеждане на VoIP телефонни разговори. VoIP телефонията ще бъде осигурена от сървъри на територията на всеки един от учебните корпуси, като ще се използва изградената в сградите мрежа за данни. Предвижда се сървърите да управляват VoIP трафика, използвайки софтуерна

IP телефонна централа 3CX. Тази софтуерна централа е с отворен код, базирана на операционна система Windows, което я прави удобна и лесна за използване и внедряване в съществуващата мрежа. Всяка учебна сграда ще разполага със собствен VoIP сървър, с изключение на Корпус 5, трафика от който ще бъде управляван от сървъра, поставен в Корпус 6. Всеки от тези сървъри ще управлява трафика вътре в сградата, както и този, който ще се предава към останалите сгради. При нужда сървърите ще предават трафика към шлюза, реализиран в учрежденската централа, за да се осъществи връзката с постове, управлявани от нея. На този етап се предвижда гласовия трафик, предназначен за абонати извън ТУ-Габрово да преминава през шлюза (KX-TDA 600). Всеки един абонат би могъл да използва както хардуерен, така и софтуерен телефон, инсталиран на персоналния му компютър.

Като протокол за синхронизация и пренос на служебна информация, ще се използва Протокола за инициализиране на сесии (Session Initialization Protocol – SIP). Избира се този протокол, тъй като той предлага поголяма гъвкавост с по-малко инвестиции, поддържа се от широка гама устройства, както сървъри за управление, така и IP телефони (софтуерни и хардуерни). Връзките между сървърите ще бъдат организирани като SIP trunk линии.

За всяка една сграда ще бъде разработен номерационен план, базиран на номера на сградата. Освен това ще бъдат избрани и цифри, който да позволят на абонатите да преминават през шлюза и да се свързват с телефонната мрежа на територията на ТУ-Габрово, както и с абонати извън територията на университета.

След като се разработи номерационния план, първите цифри на телефонния номер ще показват дали повикването трябва да се обработи локално или ще трябва да се прехвърли за обработка към сървър в друга сграда.

Препоръчвания от производителите алгоритъм G.711 изисква максимум 64 kbps във всяка посока. Това означава, че VoIP телефонията ще изисква максимална скорост от 128 kbps. Съществуващата мрежа за пренос на данни удовлетворява това изискване за предаването на глас, като в сградите мрежата е изградена да поддържа скорост на връзката от 10 Mbps и 100 Mbps, а връзката между сградите е изградена с оптично влакно и скорост от 1 Gbps.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящия доклад е предложена модел за внедряване на глас по Интернет протокол в мрежата на ТУ - Габрово. Този вид услуга ще позволи да се използва алтернатива на съществуващата ведомствена телефонна мрежа, която да позволи и добавянето на нови услуги без необходимостта от значителни инвестиции. Предложената схема на разположение на устройствата е съобразена с особеностите на мрежата за данни и разположението на сградите в ТУ - Габрово. На този етап поради липсата на схема за качество на обслужването и поради редица особености на мрежата за данни, реализирането на схемата няма да доведе до значително подобряване на телефонните услуги в университета.

REFERENCE

[1] Genkov, D., M. Slavov, P. Penchev, Development of a quality of service model for the Thechnical University of Gabrovo computer's network, UNITECH'12, Gabrovo, 16-17 November 2012, pp I-550 – I-554.

[2] IP Telephony Design Guide, An Alcatel White Paper, April 2003.

[3] https://bg.wikipedia.org/wiki/%D0%98%D0%BD%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%BD%D0%B5%D1%82_%D1%82%D0%B5%D0%BB%D0%B5%D1%84%D0%BE%D0%BD%D0%B8%D1%8F *(last visited on 06.10.2017 г.)*.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17 – 18 November 2017, GABROVO

ПОДХОДИ ЗА ОПТИМИЗАЦИЯ НА ОБЩОПРИЕТИ МОДЕЛИ НА АКТИВНИЯ ЕЛЕМЕНТ СПОРЕД ЦЕЛИТЕ НА ИЗСЛЕДВАНЕ

APPROACHES FOR OPTIMIZATIONOF KNOWN ACTIVE ELEMENT MODELS AS PER THE PURPOSES OF THE EXPLORATION

Miroslav Tomov
Technical University - Gabrovo

Abstract

Approaches for optimization of known active element models as per the purposes of the exploration:*This paper synthesizes description of a methodology for practical application of the original data sheet values of a transistor converting them into the electrical parameters of known equivalent schematic models to achieve a better approximation of V-A characteristics for the particular purposes of exploration of RF power amplifiers. The work with the automated software module could be useful either for designers or students to synthesize design schematics of new RF devices or to optimize some existing schemes for a better overall performance.*

Keywords: *equivalent model analysis, optimized model of RF amplifier, MOSFET model optimization*

ВЪВЕДЕНИЕ

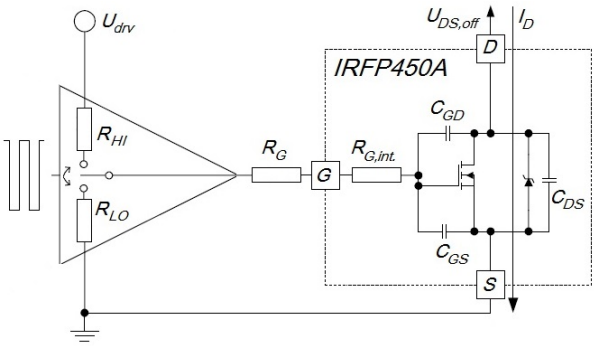
Необходимостта от максимална прецизност на физическите модели на активните елементи в усилвателните устройства, работещи в радиочестотната област, изисква намирането на начини за оптимизация на съществуващите под формата на аналогови еквивалентни електронни схеми утвърдени модели на транзистори.

Настоящата публикация представя изследвани от автора подходи за подобряване качествата на апроксимациите, реализирани от физическото моделиране на активния елемент чрез въвеждане в еквивалентната схема на модела на допълнителни дискретни физически елементи, както и техни математически модели, отчитащи с висока прецизност техните нелинейни характеристики.

В тази разработка е представено изследване на общоприет физически модел на мощен полеви транзистор IRFP450A. Опитите са проведени върху реализирана дискретна схема на мощен радиочестотен усилвател. Първоначалните параметри на елементите в схемата са изчислени предварително в симулационна среда на Advance Design System (ADS) и Genesys (приложение на ADS) на базата на известен физически модел на IRFP450Апри високи честоти.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Използвани са каталожни данни на полеви транзистор IRFP450A за изчисление на еквивалентните електрически параметри на елементите, изграждащи заместващата схема (фиг.1): капацитетите C_{GS}, C_{GD}, C_{DS}, праговото напрежение на гейта U_{th}, напрежението на платото на Милър $U_{GS,Miller}$, вътрешното съпротивление на гейта $R_{G,int}$, както и бързината на превключване на транзистора.



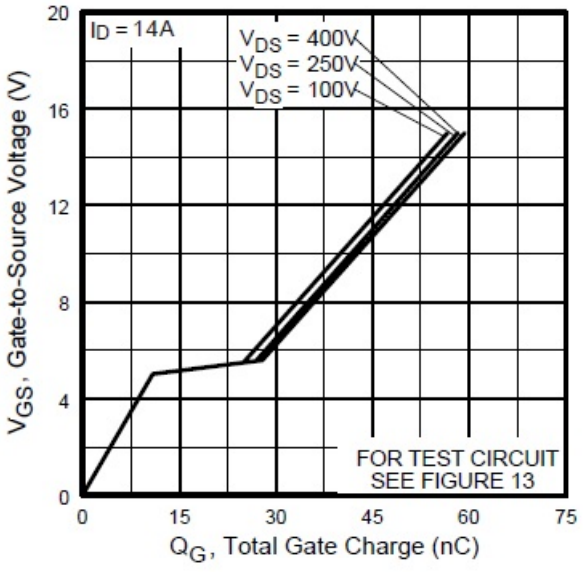
Фиг.1.*Обща еквивалентна схема на транзистора с управляващия драйвер*

Както е известно [1] стойностите на тези параметри са необходими при проектирането и анализа на режимите на работа в радиочестотните усилвателни устройства, из-

градени с изследвания MOSFET транзистор, понеже задават конкретни ограничителни условия, с които реалната схема на усилвателя трябва да бъде съобразена, за да бъдат постигнати желаните качествени показатели.

Използвани са следните каталожни данни за транзистора IRFP450A: номинално напрежение дрейн-сорс при запушено състояние $U_{DS,off} = 400V$, максимален дрейнов ток при пълен товар $I_D = 5A$, работна температура T_j=100°C, външно гейтово съпротивление R_G=5Ω, както и амплитудата на входния сигнал на гейта U_{DRV}=13V, и изходните съпротивления на управляващата драйверна верига, R_{LO}= R_{HI}=5Ω.

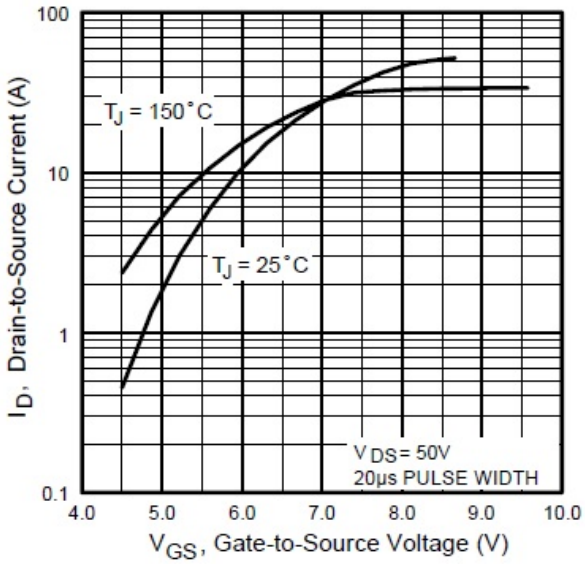
Корекцията на амплитудата на входния сигнал на гейта е направена графоаналитично от зависимосттаU_{GS} (Q_g), къдетоQ_gе пълният заряд на гейта (фиг. 3), за определяне на по-прецизна стойност на който, се отчитат съставящите го компонентиQ_{gs} иQ_{gd} (фиг. 2). Достатъчно е да бъде известно нивото наU_{GS}, над което нарастването му става незначително при близо двойно увеличение на заряда на гейта - плато на Милър, (фиг. 2).



Фиг. 2. *Зависимост на напрежението гейт-сорс от пълния заряд на гейта на IRFP450A*

Стойността наU_{GS}, формираща платото на Милър, е изчислена съответстващо на стойността на$C_{RSS,ave}$, изчислена по-долу от израза (1). Увеличението на амплитудата на входния сигнал, предизвикано от „надзаряждането“ на гейта се отчита непосредствено от графиката на фиг. 2.

Методът за определяне стойностите на U_{th} и $U_{GS,Miller}$, който практически дава най-точни резултати [8], е използването на кривите на съответните динамични волт-амперни характеристики от каталожните данни на транзистора (фиг. 3).



Фиг. 3. *ДинамичниV-A характеристики на IRFP450A за два типични работни температурни режима*

В случая е използвана кривата, съответстваща на температурен режим T_j=150°C. От нея са взети са две лесни за отчитане точки с координати, съответно (U_{GS1}, I_{D1}) и (U_{GS2}, I_{D2}).За по-висока прецизност първо се задават стойностите на дрейновия ток I_{D1} и I_{D2}, тъй като координатната му ос е представена в логаритмичен мащаб. Така е по-лесно и по-точно да бъдат отчетени съответстващите им стойности U_{GS1}и U_{GS2} по абсцисата U_{GS}. Избрани са точките, за които:

$$I_{D1} = 3A \Rightarrow U_{GS1} = 5.25V \qquad (1)$$
$$I_{D2} = 20A \Rightarrow U_{GS1} = 5.55V$$

Праговото напрежение гейт-сорс и напрежението на платото на Милър (съответно U_{th} и $U_{GS,Miller}$) се изчисляват от изразите:

$$U_{th} = \frac{U_{GS1}\sqrt{I_{D2}} - U_{GS2}\sqrt{I_{D1}}}{\sqrt{I_{D2}} - \sqrt{I_{D1}}} \qquad (2)$$

$$U_{GS,Miller} = U_{th} + \sqrt{\frac{I_L (U_{GS1} - U_{th})^2}{I_{D1}}} \quad (3)$$

Приемаме, че товарният ток е максималният дрейнов ток на транзистора при пълен товар:

$$I_L = I_{D\max} = 5A \quad (4)$$

След заместване на избраните стойности от (1) в равенствата (2) и (3), за U_{th} и $U_{GS,Miller}$ се получават съответно:

$$U_{th} = 5.06V \quad (5)$$
$$U_{GS,Miller} = 5.30V$$

Поради наличието на значим температурен коефициент на праговото напрежение TC= - 0.007 $V/°C$, получените резултати се налага да бъдат приведени към начално зададения температурен режим (T_j=100°C) съгласно формулата:

$$\Delta U_{cor} = (T_J - T) * TC \quad (6)$$

където T = 150°Cтемпературата, за която е направено изчислението [6]. След заместване, за коригиращата добавка на праговото напрежение се получава:

$$\Delta U_{cor} = +0.35V \quad (7)$$

Важен параметър на заместващата схема (фиг. 1), който не е предоставен сред каталожните данни на транзистора е вътрешното входно съпротивление след гейта ($R_{G,int}$). Този резистор е добавен в схемата, за да бъде представена и отчетена еквивалентната стойност на съпротивлението на веригата с разпределени параметри, свързваща гейтовете на отделните клетки в MOSFET. Поради това, разпределението на входния сигнал след гейта става подобно на разпределението му в преносна линия, в следствие на което се получават различни времена на превключване за отделните клетки в зависимост от разстоянията им до свързващата ги с гейта подложка.

Практиката показва, че най-надеждният начин за определяне на съпротивлението $R_{G,int}$ е то да бъде измерено с помощта на мостова схема, което е направено лабораторно и за целите на настоящото изследване. Клемите на сорса и дрейна на IRFP450A се свързват накъсо. Използван е импедансен анализатор HP4194, настроен на R_S-C_S, или R_S-C_S-L_S еквивалентна верига, за да измери стойностите на серийно свързаните: вътрешно входно съпротивление на гейта $R_{G,int}$, входен капацитет на транзистора C_{ISS} и паразитна индуктивност L_{par} . Измерените стойности на тези величини са съответно:

$$R_{G,i.nt} = 1.6k\Omega \quad (8)$$
$$C_{ISS} = 5.85\eta F$$
$$L_{par} = 12.9\eta H$$

От стойностите на входния, изходния и обратния проходен капацитет в таблицата с каталожните данни на транзистора (таблица 1), се изчисляват предполагаемите средни капацитети с помощта на следните равенства:

$$C_{RSS,ave} = 2C_{RSS,spec}\sqrt{\frac{U_{DS,spec}}{U_{DS,off}}} \quad (9)$$

$$C_{OSS,ave} = 2C_{OSS,spec}\sqrt{\frac{U_{DS,spec}}{U_{DS,off}}} \quad (10)$$

След заместване на стойностите на участващите каталожни величини, указани по-горе и в таблица 1, и изчисление, се получава:

$$C_{RSS,ave} = 5pF \quad (11)$$
$$C_{OSS,ave} = 153.5pF$$

Стойностите на еквивалентните капацитети (фиг. 1) са пресметнати по следните изрази:

$$C_{GD} = C_{RSS,ave} \quad (12)$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \quad (13)$$

$$C_{DS} = C_{OSS,ave} - C_{RSS,ave} \quad (14)$$

където C_{GS} е пресметнат непосредствено от каталожните технически данни на транзистора, освен това е постоянна величина, независима от напрежението гейт-сорс.

$$C_{GD} = 5pF \qquad (15)$$
$$C_{GS} = 2028pF$$
$$C_{DS} = 148.5pF$$

Капацитетите C_{DS} и C_{GD} са изразено нелинейни и силно зависещи от изменението на напреженията върху тях. Спазено е условието използваните каталожни стойности да са измерени при еднакви тестови условия.

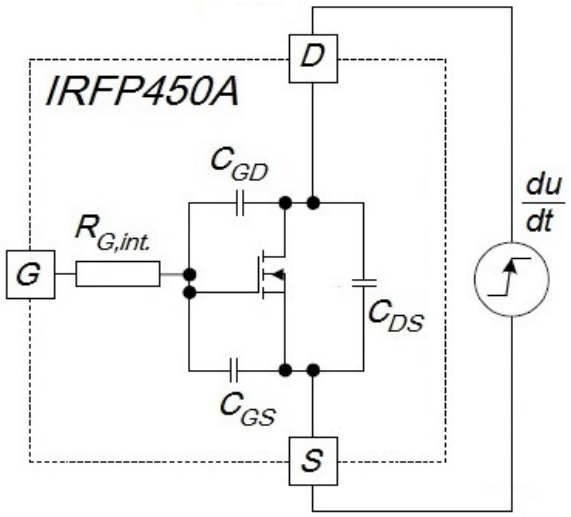
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g_{fs}	Forward Transconductance	7.8	—	—	S	V_{DS} = 50V, I_D = 8.4A
Q_g	Total Gate Charge	—	—	64	nC	I_D = 14A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	16		V_{DS} = 400V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	26		V_{GS} = 10V, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	15	—	ns	V_{DD} = 250V
t_r	Rise Time	—	36	—		I_D = 14A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	35	—		R_G = 6.2Ω
t_f	Fall Time	—	29	—		R_D = 17Ω,See Fig. 10 ④
C_{iss}	Input Capacitance	—	2038	—	pF	V_{GS} = 0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	307	—		V_{DS} = 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	10	—		f = 1.0MHz, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	2859	—		V_{GS} = 0V, V_{DS} = 1.0V, f = 1.0MHz
C_{oss}	Output Capacitance	—	81	—		V_{GS} = 0V, V_{DS} = 400V, f = 1.0MHz
C_{oss} eff.	Effective Output Capacitance	—	96	—		V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V to 400V ⑤

Таблица 1. *Каталожни технически данни на мощен MOS транзистор IRFP450A, използвани в изчисленията*

Характерно за MOSFET транзисторите е, че са чувствителни към бързината на включване само когато напрежението дрейн-сорс нараства рязко. В общия случай, включването на транзистора е предизвикано от тока, който тече през C_{GD} и създава положително напрежение гейт-сорс (U_{GS}). Когато амплитудата на U_{GS} надвиши праговото напрежение на включване на транзистора (U_{th}), той започва да се отпушва. Процесът на включване се развива по три начина.

I случай - По отношение на капацитивния делител на напрежение, формиран от C_{GD} и C_{GS} (фиг4), напрежението гейт-сорс може да бъде изчислено по формулата:

$$U_{GS} = U_{DS}\frac{C_{GD}}{C_{GS} + C_{GD}} \qquad (16)$$



Фиг. 4. *Еквивалентна схема на транзистора с капацитивен делител на напрежение*

КогатоU_{GS}<U_{th}, транзисторът е изключен (запушен) [2]. Максималното напрежение дрейн-сорс, което осигурява това условие се изчислява от приблизителното равенство:

$$U_{DS,m.ax} \approx U_{th}\frac{C_{GS} + C_{GD}}{C_{GD}} \qquad (17)$$

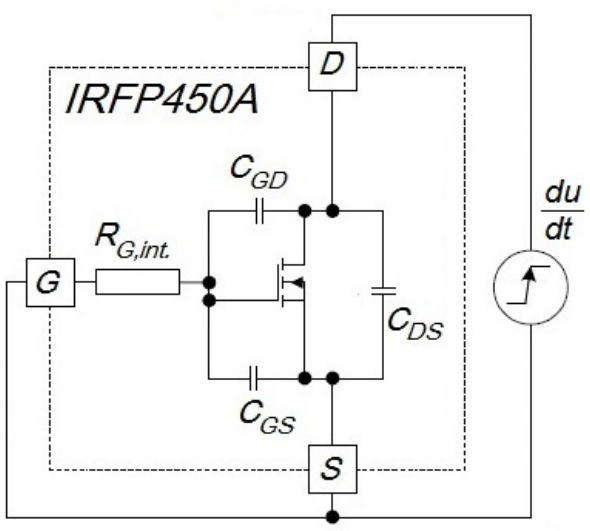
Този подход предоставя пълна защита срещу спонтанно включване на транзистора при ниски нива на напрежението, независимо от вътрешното гейтово съпротивление и външните управляващи импеданси.

II случай - При по-високи приложени напрежения, трябва да се определи естественото ограничение на бързината на превключване на транзистора. Тази характеристика съответства на максимално бързото изменение на напрежението, при което той си остава изключен в идеалния случай, когато външният управляващ импеданс е нула. Това е означено като свързани накъсо гейт и сорс (фиг.5). Включването на транзистора е предизвикано от пад на напрежението върху резистора$R_{G,int}$от тока през кондензатора C_{GD}.

Естественото ограничение на бързината на изменение на напрежението се изчислява от равенството:

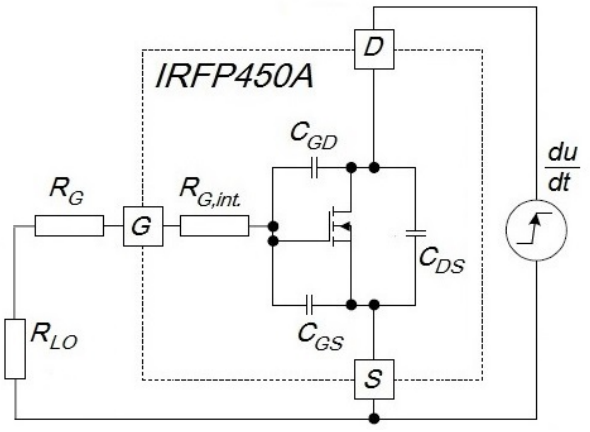
$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{N-Lim} = \frac{U_{th}}{R_{G,i.nt} + C_{GD}} \qquad (18)$$

Тази величина е много важна за оценка стабилността на транзистора при някои негови специфични приложения, когато бързината на изключване е ускорена от други елементи в схемата.



Фиг. 5. *Еквивалентна схема на транзистора при свързани накъсо гейт и сорс*

<u>III случай</u> – Пресмята се резултантното ограничение бързината на изменение на формата на напрежението дрейн-сорс, обусловено от влиянието на паразитните елементи в реалния MOSFET и на характе-ристиките на драйверната верига (фиг. 6).



Фиг. 6. *Еквивалентна схема на IRFP450A, отчитаща паразитните капацитети и влиянието на управляващата верига върху бързината му на превключване*

За да бъде избегнато включване на транзистора, напрежението гейт-сорс трябва да бъде по-малко от праговото напрежение:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{Lim} = \frac{U_{th}}{C_{GD}(R_{G,i.nt} + R_G + R_{LO})} \qquad (19)$$

Важно е да се има предвид фактът, че праговото напрежение на полевия транзистор силно зависи от работната температура.

Усилвателната схема е реализирана с MOSFET транзистор IRFP450A, свързан между входната и изходната съгласуващи вериги. Този транзистор е широко използван в превключващите токозахранващи устройства [2], но работи ефективно и в радиочестотната област. С управляваща мощност от 200 W е постигнат дрейнов КПД от 95% и пълен КПД от 90%. При симулацията са използвани освен предоставеният от производителя оригинален SPICE модел на IRFP450A, и описаните по-горе оптимизирани модели, всеки от които е подходящ за конкретни условия и режим на работа за съответните който възпроизвежда с висока точност формите на напрежението, коефициента на полезно действие и нивата на хармониците на реалния транзистор [3].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведеният анализ позволява да бъдат направени следните изводи:

Съществуващите модели на активните елементи сравнително лесно, с неголеми, целенасочени усложнявания на елементния състав на еквивалентната схема, могат да бъдат оптимизирани според конкретните изисквания към спецификите в режимите и условията на работа на радиочестотните усилвателни устройства.

Прилагането на тази концепция допринася значително да бъдат подобрени и резултатите от компютърните симулации на процесите в радиокомуникационните устройства без това да усложнява инженерната работа по проектирането им. Тези приложения водят до подобряване качествата на апроксимациите, реализирани от последващото физическо моделиране на активния елемент. Нещо повече, вече е лесно приложимо е да бъдат създавани хибридни модели, чиято обща схема е наподобява класическа еквивалентна електронна схема, в която, обаче, част от елементите ѝ освен физически, могат да бъдат зададени като

математическа функция или като програмен ред.

Благодарение на по-прецизното моделиране на процесите в реалния транзистор чрез оптимизиране на подбора на елементите и топологията на еквивалентната схема на подобрените модели трябва да се базира не само на усилването при специфична стойност на честотата, но също така и при желаната отразена честота.

Характеристиките и цялостното поведение на физическите реализираните комуникационни устройства стават все по-близки до предварителните симулации, т.е. непредвидените негативни ефекти стават все помалко.

Създаден е графо-изчислителен модул в среда на Advanced Design System (ADS)и Genesys (ADS), който може да бъде прилаган за оптимизация на моделни схеми, работещи в широк честотен диапазон (включително до свръхвисоки честоти).

ЛИТЕРАТУРА

[1] Grebennikov A. V., RF and Microwave Power Amplifier Design, New York: McGraw-Hill, 2004.

[2] Kazimierczuk, M.K., "RF power amplifiers",TK7871.58.P6K39, 2008

[3] Cripps S. C., Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design, © 2002 ARTECH HOUSE, INC.685 Canton Street Norwood, MA 02062, ISBN 1-58053-282-9, 2002

[4] Davis J. F., Rutledge D. B.,Industrial Class-E Power Amplifiers With Low-Cost Power MOSFET's And Sine-Wave Drive , Conference Papers For RF Design'97, Santa Clara, CA, pp.283-297, Sept, 1997.

[5] W. Andreycak, Practical Considerations In High Performance MOSFET, IGBT and MCT Gate Drive Circuits, Unitrode Corporation, Application Note U-137

[6] E. Wittenbreder, "Zero voltage switching pulse width modulated power converters", U.S. Patent No. 5402329.

[7] J. Bliss, The MOSFET Turn-off Device - A New Circuit Building Block, Motorola Semiconductor, Engineering Bulletin EB142, 1990.

[8] R. Erickson, "Lecture 20, The Transistor as a Switching Device", Power Electronics ECE-579 Course Notes, Fall 1987, pg. 20-4 through 20-16.

[9] R. Severns, J. Armijos, MOSFET Electrical Characteristics", MOSPOWER Applications Handbook, Siliconix, Inc., 1984, pg. 3-1 through 3-8.

[10] B. R. Pelly, "A New Gate Charge Factor Leads to Easy Drive Design for Power MOSFET Circuits", International Rectifier, Application Note 944A

[11] Nedelchev I., Sadinov S., Tomov M., RF Paralel Cirquit Class E Power Amplifier. International Science Conference Unitech-´2016, TU Gabrovo, volume 2, p.46-51, ISSN1313-230X, 2016

[12] Karapenev B. Modelling and simulation exploration of a simplified model of power RF MOSFET. Scientific studies of the University of Ruse, volume 51, series 3.2, p.46-51, ISSN1311-3321, 2012.

АНТЕНА ТИП ЛИСТ НА МЬОБИУС

MÖBIUS STRIP SHAPED ANTENNA

Kliment Angelov
Technical University of Sofia

Abstract

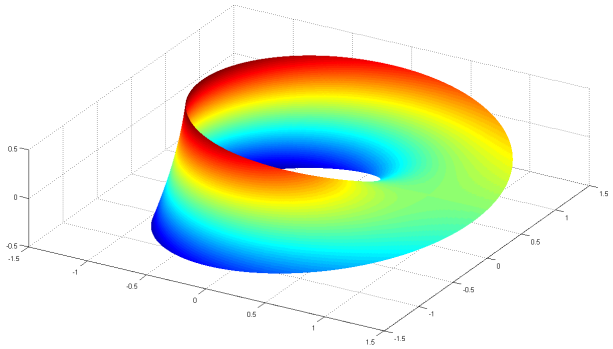
In this study a Möbius strip shaped antenna has been observed. An analytical base and number of simulations have been made in order to proof the concept of the possible practical application of antenna with this shaped element. Results from simulations, such as radiation pattern, matching etc. have been shown.

Keywords: Antenna, Möbius Strip, Antenna simulations, Antenna matching.

ВЪВЕДЕНИЕ

Инженерното проектиране на антени винаги е бил интересен и градивен процес. В течение на времето на развитие на антенните технологии непрекъснато са се изпробвали както нови подходи при аналитичното изследване, така и неразглеждани до момента типове антени и антенни системи. Като пример в това отношение може да се даде т. нар. фрактални антени. От друга страна непрекъснатият „глад“ на постоянно развиващия се пазар на комуникационни решения води до нуждата от антени с по-специфични изисквания. От всичко това следва и неспиращото желание на антенните инженери да изследват нови и нови решения. Отлична възможност в това отношение им дават всички симулационни програмни среди, с които бързо, сравнително лесно и относително точно могат да се изпитат различни нови концепции.

В настоящата статия е разгледана възможността за реализиране на антенни системи с вградени в тях елементи, които да са оформени като лист на Мьобиус[1][2]. От геометрична гледна точка подобна форма има редица интересни свойства, като това, че тя има само един ръб и една повърхност, за която не могат да се дефинират посоките ляво и дясно. Също така тя не може да бъде описана в двумерното пространство без повърхнината и да се пресече сама себе си, въпреки, че по същество представлява двумерна фигура. На фиг. 1 е показан общ вид на Лист на Мьобиус.



***Фиг. 1**. Лист на Мьобиус*

В конкретния случай, разглеждан в настоящата статия, е изследван пространствен проводников антенен елемент с формата, описвана от ръба на листа на Мьобиус.

ИЗЛОЖЕНИЕ

В триизмерното евклидово пространство представянето на листа на Мьобиус може лесно да се направи като се използва параметризиране. Ако се въведе ъглов параметър $\mathring{u}$, описващ завъртането в рамките на един оборот в равнината, в която лежи листа на Мьобиус и параметър v, който обхожда повърхнината от една точка на ръба до отсрещната $\mathring{u}$, то отделните координати в декартова координатна система се получават според зависимостите [3]:

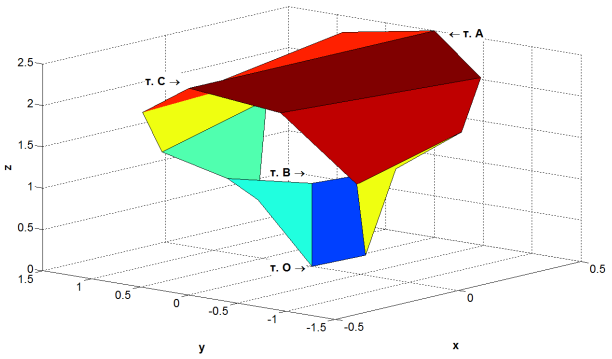
$$x(u,v)=\left(1+\frac{v}{2}\cos\frac{u}{2}\right)\cos u\,; \qquad (1)$$

$$y(u,v)=\left(1+\frac{v}{2}\cos\frac{u}{2}\right)\sin u\,; \qquad (2)$$

$$z(u,v)=\frac{v}{2}\sin\frac{u}{2}\,. \qquad (3)$$

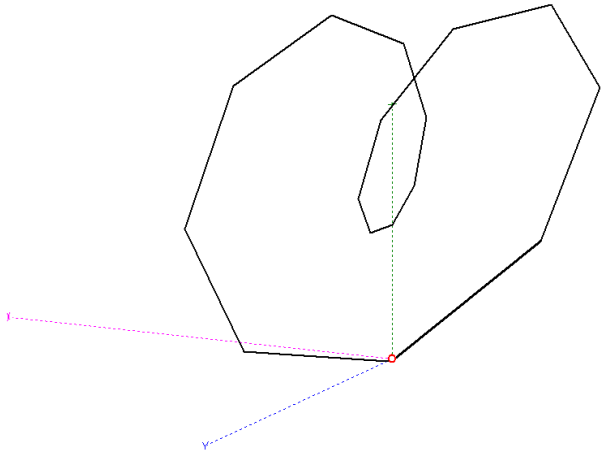
При задаване граници на изменение на параметрите съответно $0 \le u < 2\pi$ и $-1 \le v \le 1$ се получава лист на Мьобиус (вж. фиг. 1) с ширина на лентата 1 и вътрешната централна окръжност в равнината ***xy*** с радиус 1 и център (0,0,0).

От електродинамична гледна точка формата, която описва ръбът на така описания лист на Мьобиус представлява две навивки от индуктивен елемент. За настъпване на резонанс и съответно превръщане на подобна структура в антенна система, дължината му трябва да е от порядъка на дължината на работната вълна, а за симетриране на токовото разпределение точката на захранване трябва да е на място, което разделя контура на два симетрични клона. С цел опростяване на симулациите в настоящото изследване е прието този контур да се замести с краен брой линейни елементи. С помощта на програмната среда MatLab [4] са определени координатите на тези линейни елементи и е визуализиран случая ако те са шестнадесет на брой. Общият вид на целия лист на Мьобиус в този случай е показан на фиг. 2.



Фиг. 2. *Лист на Мьобиус с контур, описан от 16 линейни елемента*

На изображението от фиг. 2 са отбелязани някои отличителни точки по контура, като захранването на антената се извършва в т.О. На представянето от същата фигура също така е направена смяна на координатите и транслация, така че захранващата т. О да е с координати (0,0,0), а антената да е ориентирана перпендикулярно на равнината ***xy*** по посока на положителната посока на оста ***z*** и с основна равнина лежаща в равнината ***yz***. Последните операции дават възможност антената да се симулира чрез програмния продукт MMANA-GAL [5]. На фиг. 3 е показан общият вид на контура, като размерите му са съобразени с работна дължина на вълната за честота от ISM обхвата 434 MHz. Така за общата дължина на контура е съблюдавана стойност 0,7 m, а за дебелина на отделните линейни елементи е зададена стойност 2 mm.



Фиг. 3. *Антена за симулация чрез MMANA-GAL*

Въпреки че резултатите от симулационното изследване за зададената честота показват незадоволителен резултат, се наблюдава добри показатели при честота 457 MHz, като числени стойности за някои от параметрите на антената са поместени в таблица №1.

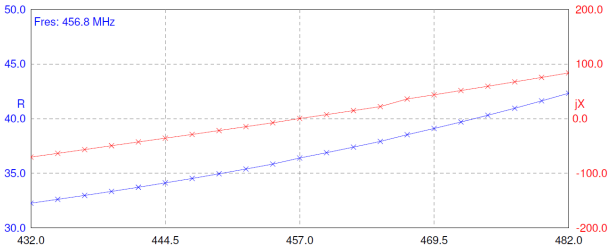
Таблица №1

	434 MHz	**457 MHz**
SWR, -	4,52	1,37
Gain, dBi	2,14	2,07
F/B, dB	-0,57	-0,62
Z, Ω	32,55 - j64,51	36,41 – j0,567

От направените симулации следва, че дължината на контура трябва да бъде уве-

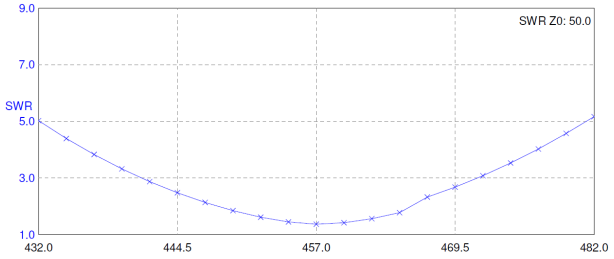
личена с 6,6 % спрямо първоначално заложената, равна на една дължина на работната вълна. Това обуславя разделяне на малката навивка на контура (вж. фиг. 2, участък ABC) с дължина ***0,363.λ*** и с дължината на голямата навивка (сумарният участък през точката на захранване AOC) ***0,704.λ***. Ширината на листа на Мьобиус (разстоянието OB) е със стойност ***0,055.λ***.

На фиг. 4 е показано поведението на импеданса на антената в рамките на честотна лента от 50 MHz около резонансната честота, а на фиг. 5 – съгласуването, отразено чрез коефициента на стояща вълна.



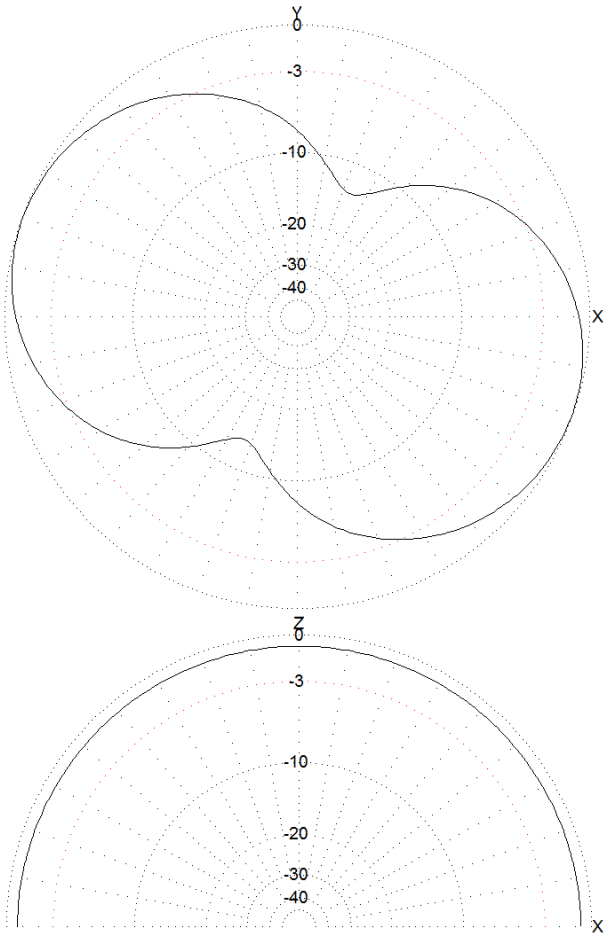
Фиг. 4*. Входен импеданс на антената*

От фиг. 5 може да се отчете честотна лента от 1,6% при SWR<1,5 и 3,6% при SWR<2, което показва очакваното тесно-лентово поведение на подобен тип структура със затворен контур [6][7].

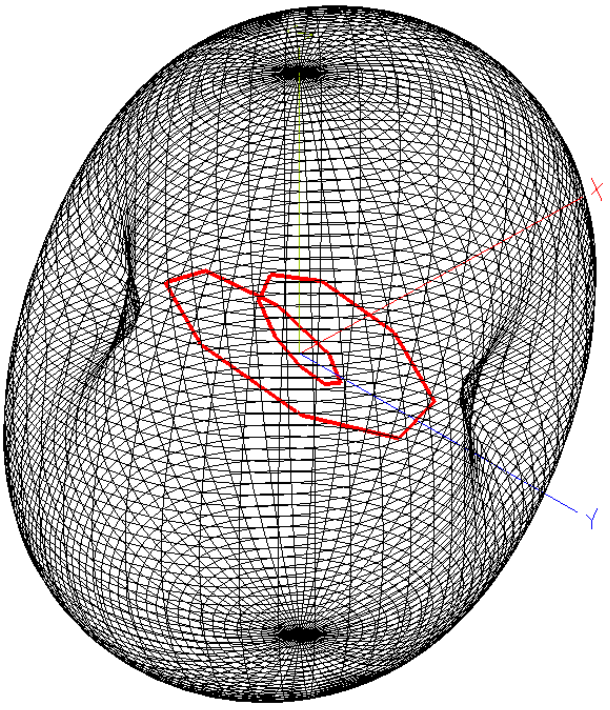


Фиг. 5*. Съгласуване на антената*

Двумерните и обемната диаграма на насочено действие (ДНД) са показани съответно на фиг. 6 и фиг.7. Наблюдава се изключително равномерна диаграма в равнината, в която лежи основната плоскост на листа на Мьобиус. Диаграмата в перпендикулярната равнина ***xy*** има характер на тази на полувълнов дипол с разликите, че липсва посока с нулево излъчване/приемане и максимумите са изместени на ъгъл ~20˚ спрямо перпендикуляра на оста на симетрия на листа на Мьобиус в тази равнина.



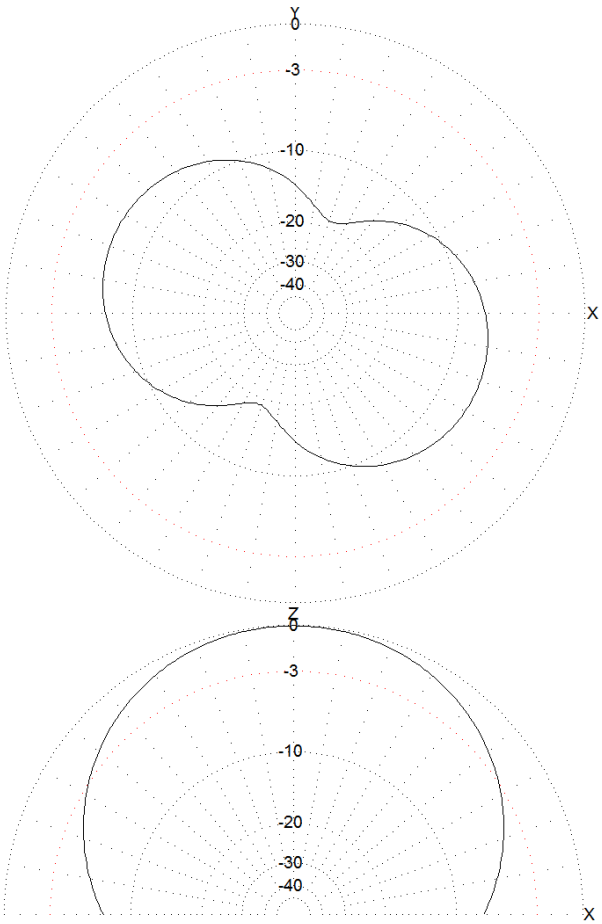
Фиг. 6*. 2D ДНД на антената*



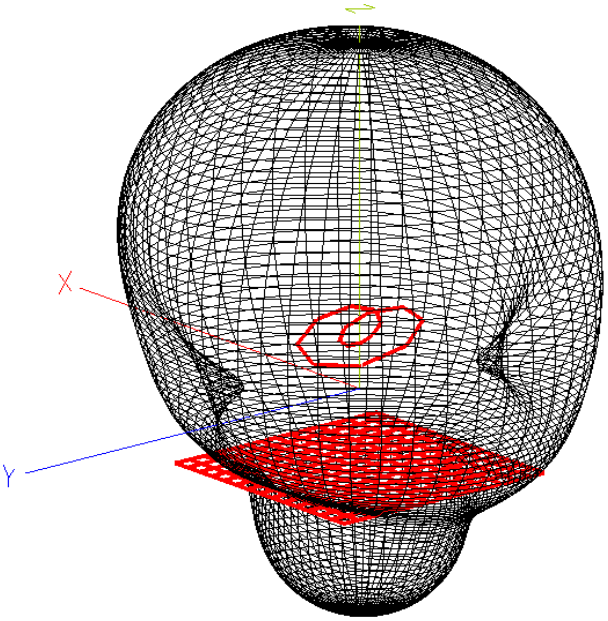
Фиг. 7*. 3D ДНД на антената*

За постигане на известно насочено действие разглежданата антена с оформление във формата на контура на лист на Мьоби-

ус може да се комбинира с отражател. Резултати за ДНД на подобно решение са показани на фиг. 8 и фиг. 9.



***Фиг. 8**. 2D ДНД на антена с отражател*



***Фиг. 9**. 3D ДНД на антена с отражател*

При представената антена с отражател се постига съгласуване SWR = 1,24, усилване 6,27 dBi и ширина на главния лист на диаграмата ~60˚ на ниво -3dB. Ширината на работната честотна лента е 2,6% при SWR<1,5 и 5,2% при SWR<2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От направените изследвания може да се направят следните изводи:

- антена тип лист на Мьобиус предлага интересна възможност за употреба в приложения, където се изисква ненасочени антени, като габаритните и размери са по-малки от тези на полувълнов дипол за съответната честота;
- подобен тип структура може да се използва като елемент на по-сложни антенни системи;
- целесъобразно е да се търсят модификации на подобен тип антена за покриване на други изисквания за ДНД, честотна лента и т.н.

REFERENCE

[1] Pickover C. A., The Möbius Strip : Dr. August Möbius's Marvelous Band in Mathematics, Games, Literature, Art, Technology, and Cosmology, Thunder's Mouth Press, ISBN 1-56025-826-8, March 2005;

[2] Herges R., Möbius, Escher, Bach – Das unendliche Band in Kunst und Wissenschaft, Naturwissenschaftliche Rundschau 6/58/2005, ISSN 0028-1050, pp. 301–310, 2004;

[3] https://en.wikipedia.org/wiki/M%C3%B6bius_strip#cite_ref-2;

[4] MATLAB IMAGE PROCESSING TOOLBOX. User's Guide, "The Math - Works Inc.", 2000. www.mathworks.com;

[5] Goncharenko I. V., Antennas HF and VHF. Part 1. Computer modeling MMANA, 2004;

[6] Jonson, R. C., Antenna Engineering Handbook, 3-rd ed., McGraw Hill, 1993;

[7] Collin R. E.,Antennas and Radiowave Propagation, McGraw-Hill, 1985.;

Авторът, д-р маг. инж. Климент Н. Ангелов е главен асистент в катедра РКВТ при ФТК, ТУ-София. За контакти: kna@tu-sofia.bg.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

THE INFLUENCE OF MUSICAL NOISE, TYPE MAJOR AND MINOR CHORD, TO THE INTELLIGIBILITY OF SPEECH IN SERBIAN LANGUAGE

Dijana Kostić, Zoran Milivojević, Zoran Veličković
College of Applied Technical Sciences of Nis, Serbia

Darko Brodić
University of Belgrade, Technical Faculty in Bor, Serbia

Abstract

The paper presents results of influence musical noise type major and minor chords, on the intelligibility of speech in Serbian language. First part of the paper describes experiment implemented on the test group, people with normal hearing. Material for testing was taken from Serbian Matrix Sentence Test, degraded with a chord, major or minor. Such generated speech signal, for values of parameter SNR = {0, -2, -5, -10} dB, was reproduced to the subject tested using the MOS test. Second part of paper present results in graphical and tabular form, and their analysis. Based on comparative analysis with Gaussian, Babble noise and the International Standard IEC 60268-16, it was brought the conclusion of the speech intelligibility.

Keywords: *Musical noise, Matrix Sentences Test, Intelligibility, major, minor*.

1. INTRODUCTION

For the proposed to predict speech intelligibility in the presence of background noise it was developed numbers of measures.

Speech audiometric has a different kind of test of speech intelligibility. Testing normal hearing subject with the short sentence with fixed syntax structure, in quit and noise, is the one of standard procedure across different language: Swedish [1], Spanish [2], Russian [3], Serbian [4]... The matrix sentence test has a big lead over Plomb sentence [5], because there are not predictable and every time sentence is a different (one of 100000). In this way one subject can be tested few times.

The measure of intelligibility is a Speech Intelligibility Index (SII), expressed in percentage in range from 0÷100%, where is 0% absolute unintelligibility and 100% absolute intelligibility. There are two methods which is use to determinate the Speech Intelligibility Index: objective and subjective.

An objective method involves assessment parameter: Articulation index (AI) [6], Speech Transmission Index (STI) [7], Speech intelligibility index (SII) [6].

Subjective method use Mean Opinion Score (MOS) test, open and close type, where is the listener the measure of all intelligibility. Close type of MOS test have offer answer and tested subject choose one, which he think is right. This type of test is used for Modified Rhyme Test [8] and Diagnostic Rhyme Test [9]. Open MOS test is using for the testing with the phonetically balanced word, logatom (balanced word without meaning) [10], [11], and sentences (every day sentence [5] and matrix sentence [1] ÷ [4]). For this kind of test we must form test group from the appropriated subject. Test group can be formed from: people with impaired or people with undamaged hear.

Authors of this paper wanted to determinate does and how musical noise, as chord (major and minor) has the influence on the speech intelligibility. In this purpose it was implemented experiment from few steps: a). formed base of clean signal, b). base of musical noise and c) test group.

In the paper [12] results show intensive reaction nervous system170ms after the onset of incoming signal. The induced gamma activity was significantly increased while listening to consonant chords as compared to dissonant chords.

2. EXPOSITION

The paper [12] presents the experiment in which registration of brain activity was performed in the conditions of listening to chords played on piano. Registering these activities was using electrode on head tested subject. This method is known as electroencephalogram – EEG. Brain waves that were analyzed occur at a high concentration stage in range from 30÷60 Hz. The experiment has shown that there is an intense brain reaction after the stimulated with a musical signal.

3. EXPERIMENTAL RESULTS AND ANALYSES

In this section in will be presented steps of experiment procedure, represented the results and given the analysis of results.

3.1. Experiment

In order to determine the impact of musical noise through chords of major and minor, interpreted on the piano and accordion, on the intelligibility of speech it was implemented experiment consisting of several stages was performed.

First the bases were formed: a). speech signal obtained with the help of the computer from the Serbian Matrix Sentence Test (SMST) database, b). base of the musical noise type major and minor chord and c) tested group.

The Fig 1. are represented the model of the experiment.

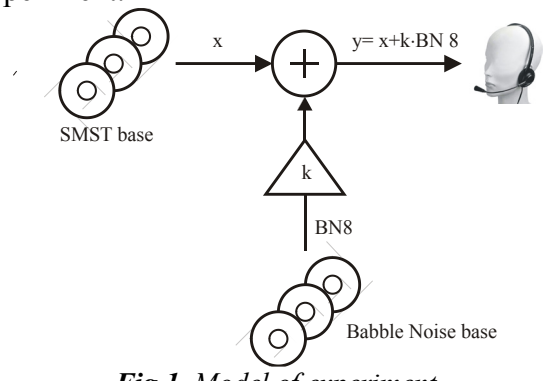


Fig 1. *Model of experiment*

Signal x represent speech signal generated from base Serbian Matrix Sentence Test. From the base of musical noise comes signal *y*. Generated speech signal with the noise *z* have a variable value of parameter SNR {0,-2,-5,-10} dB. Such signal was reproduce to the tested subjects using headphone.

The following figures from 2÷6 give the time and spectral characteristics of the signals x, y, z respectively.

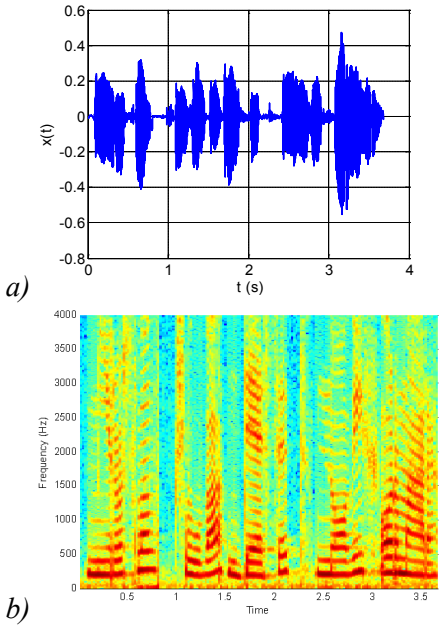


Fig 2. *Time (a) and spectral (b) characteristic of speech signal of sentence "Miroslav keep ten new closets"*

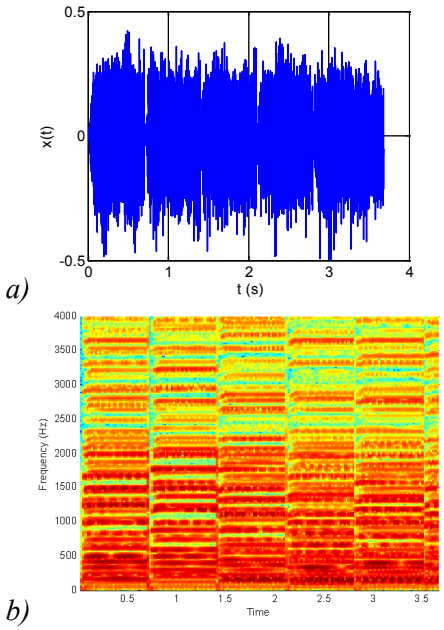
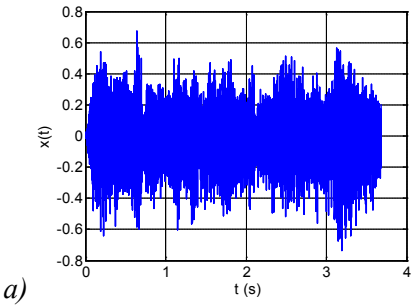
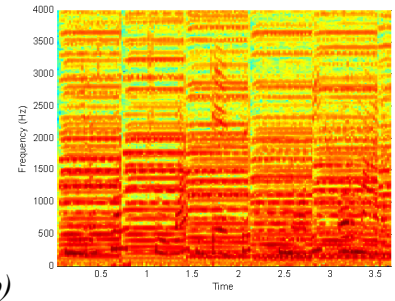


Fig 3. *Time (a) and spectral (b) characteristic of musical noise type major chord on accordion*

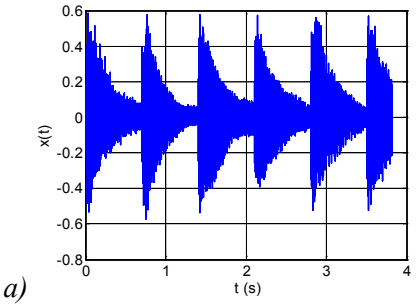


a)

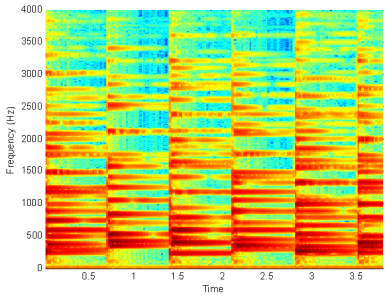


b)

Fig 4. *Time (a) and spectral (b) characteristic of generated signal z on 0dB (accordion)*

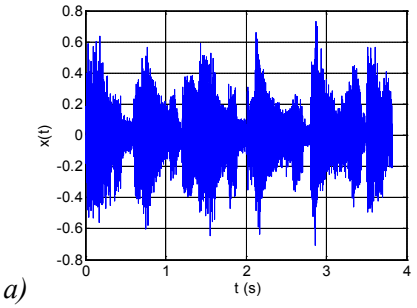


a)

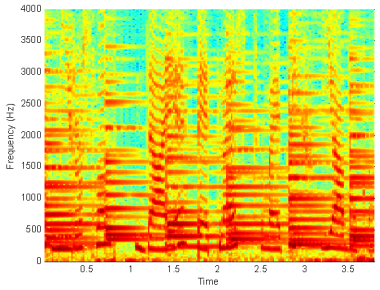


b)

Fig 5. *Time (a) and spectral (b) characteristic of musical noise type minor chord on piano*



a)



b)

Fig 6. *Time (a) and spectral (b) characteristic of generated signal z on 0dB (piano)*

3.2. Base

For the purpose of experiment it was formed three bases: a). base of speech signal, b). base of musical noise and c) test group.

Base of speech signal was formed from the sentences of Serbian Matrix Sentence Test base [4]. The base of SMST contains ten sentences with fixed syntax structure. The phonetic structure of SMST is good and it was verify by compared with capital literally work on Serbian language such as: “The Bridge on Drina” Ivo Andrić, Bakonja fra Brne" Sima Matavulj, "The Mountain wreath", Petar Petrović Njegoš and "Koštana", Bora Stanković.

Combination type of word witch sentence contains (name, verb, number, adjective, object) by the random law it can be formed 100000 different sentences. For the experiment it was use 100 different sentences.

Base of musical noise was formed from a chord, major and minor, interpreted on piano and accordion. The chord is at the same time a sound of at least three tons of different heights. A chord composed of three tones is called Quint Chord. The quinto chord is composed of: the basic tone, its tierce and its quint. The quint chord can be: a) large (major: big tierce and pure quint), small (minor: small tierce and pure quint), c) reduced (small tierce and reduced quint) and d) excessive (large tierce and excessive quint). On the fig 7÷8 are shown structure of musical noise type chord.

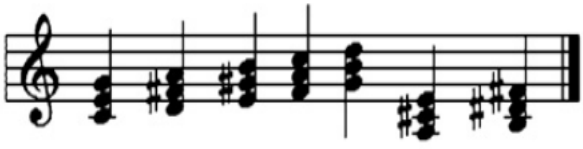


Fig 7. *Structure of musical noise Major chord*

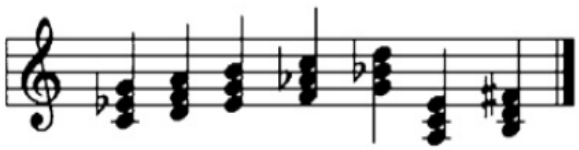


Fig 8. *Structure of musical noise Minor chord*

Test group was formed from 25 student (15 male, 10 females) of College of Applied Technical Sciences of Nis, Serbia,with normal hearing. The mean age of the tested subject is 22 years.

3.3. Results

The results of experiment was given in tabelar and graph form. In table from 1÷3 and graph 9÷14 are shown the results of testing with MOS test, depending from type of musical noise and type of word or the whole sentence.

Table 1: *Intelligibility for type of word and sentence for major and minor chord interpreted on piano*

	Intelligibility (%)											
SNR (dB)	ND	NM	VD	VM	NuD	NuM	AD	AM	OD	OM	SD	SM
0	84	92	100	92	92	96	92	92	92	92	16	16
-2	100	88	100	84	100	96	92	88	88	92	17	14
-5	92	96	88	96	100	96	100	80	68	84	13	14
-10	88	84	84	80	84	72	56	60	68	64	6	8

ND –Name Major, NM- Name Minor, VD- Verb Major, VM- Verb Minor, NuD- Number Major, NuM- Number Minor, AD- Adjective Major, AM –Adjective Minor, OD- Object Major, OM- Object Minor, SD-Sentence Major, SM – Sentence Minor.

Table 2: *Intelligibility for type of word and sentence for major and minor chord interpreted on accordion*

	Intelligibility (%)											
SNR (dB)	ND	NM	VD	VM	NuD	NuM	AD	AM	OD	OM	SD	SM
0	84	80	80	84	96	96	60	64	76	76	7	8
-2	84	84	84	80	80	92	56	68	48	68	6	8
-5	68	72	48	44	64	64	48	44	52	56	4	3
-10	12	12	12	16	16	32	4	28	24	28	0	0

ND –Name Major, NM- Name Minor, VD- Verb Major, VM- Verb Minor, NuD- Number Major, NuM- Number Minor, AD- Adjective Major, AM –Adjective Minor, OD- Object Major, OM- Object Minor, SD-Sentence Major, SM – Sentence Minor.

Table 3: *Intelligibility for type of word and sentence for Gaussian and Babble noise*

		Intelligibility (%)					
	SNR (dB)	Name	Verb	Number	Adjective	Object	Sentence
Gaussian	0	63.33	50	70	63.33	53.33	59.99
	-2	66.67	40	63.33	60	53.33	56.66
	-5	46.67	16.67	53.33	56.67	33.33	41.33
	-10	20	13.33	10	3.33	13.33	11.99
Babble	0	53.33	36.67	53.33	46.67	30	44
	-2	40	10	36.67	20	16.67	24.66
	-5	26.67	6.67	10	3.33	6.67	10.66
	-10	0	0	0	0	0	0

On the following graphic it was shown result from table 1÷2, is DH- major chord on accordion, DP- major chord on piano, MH- minor chord on accordion and MP- minor chord on piano.

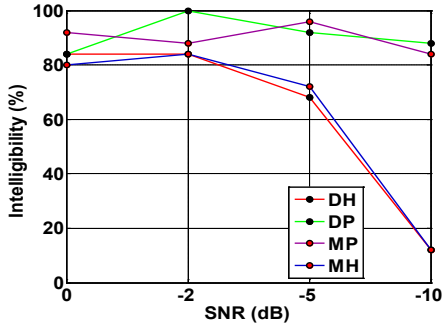


Fig 9. *Intelligibility type of word "Name"*

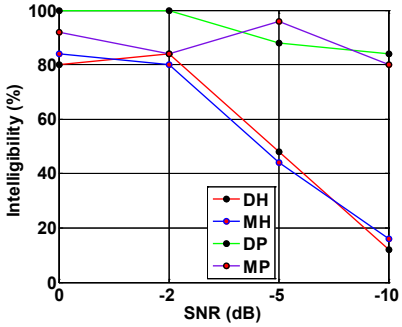


Fig 10. *Intelligibility type of word "Verb"*

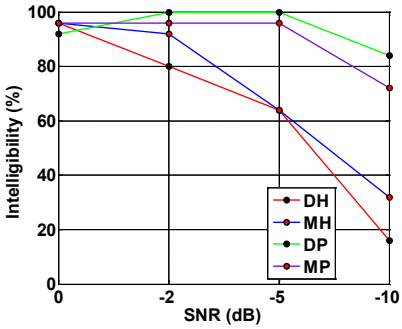


Fig 11. *Intelligibility type of word "Number"*

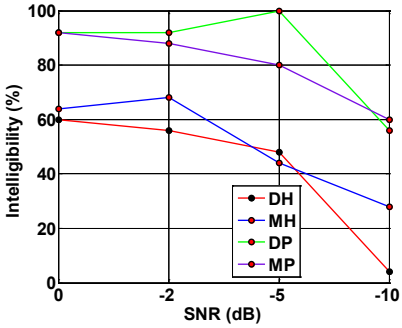


Fig 12. *Intelligibility type of word "Adjective"*

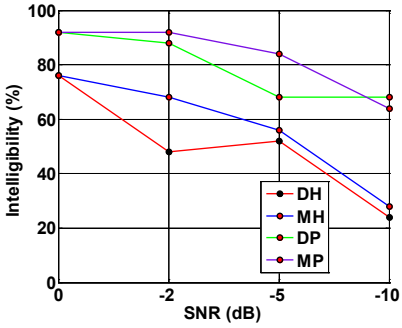


Fig 13. *Intelligibility type of word "Object"*

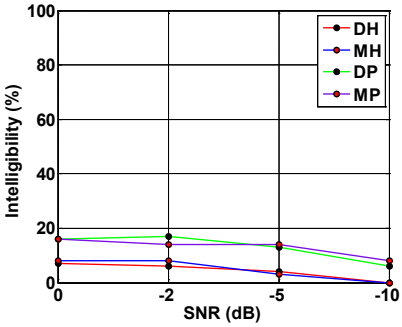


Fig 14*. Intelligibility of sentences*

3.4. Analysis of the results

Analyzing the results of the experiment shown in Tables 1 ÷ 3 and in the Fig. 9 ÷ 14, we arrive at the following conclusions about the intelligibility of speech:

1) for the types of words:

a) *"Name"* is best for major chord on the piano (100%) at -2dB, and worst for accordion (12%) at -10dB for major and minore chord;

b) *"Verb"* best for major chord on the piano (100%) at 0 and -2dB, and worst for major chord on the accordion (12%) at -10dB;

c) *"Number"* best for major chord on the piano (100%) at -2 and -5dB, and worst for major chord on the accordion (16%) at -10dB;

d) *"Adjective"* best for major chord on the piano (100%) at -5dB, and for major chord on the accordion (4%) at -10dB;

e) *"Object"* is best for major and minore chord on the piano (92%) at 0dB, minore chord for piano at -2dB and worst for major chord on the accordion (24%) at -10dB.

2) for the sentence is best for major chord on the piano (17%) at -2dB, worst for major and minore chord on the accordion (0%) at -10dB.

Based on the results of the experiment, it can be noticed that the limit of intelligibility of the word type ranges from 4 ÷ 100%, and the sentence is 0 ÷ 17%.

By comparing with the international standard IEC 60268-16, it is concluded that the quality of intelligibility is within the limits of bad (0 ÷ 67%) to excellent (94 ÷ 96%) for all type of the word, and sentence is bad (0÷67%).

It is interesting to note that the results of the experiment obtained at -10dB are the same or considerably better for the minor chord interpreted on the accordion than the piano.

By performing a comparative analysis of the obtained results with the results of examining the intelligibility of speech for Gaussian and Babble noise, it is observed that the intelligibility in musical noise is better. The best intelligibility of speech shown for Gaussian noise is for the "Number" 70% for 0 dB, and Babble noise is 53.33% for the type of word "Name" and "Number".

Based on the obtained results of the analysis, it has been shown that Babble noise has the greatest influence on the intelligibility of speech, and the explanation lies in its mode of formation (it consists of two or more speech signals) and its spectral characteristic.

4. CONCLUSION

The paper presents evaluation of the influence of musical noise on the intelligibility of speech based on the results of an experiment. The evaluation was based on the results of the MOS test on the test group of people with normal hearing for SNR values = {0, -2, -5, -10} dB. The material used for testing was from the base SMST (speech signal) and the base of musical noise (chord types major and minor, interpreted on piano or accordion).

The analysis of the results showed that the intelligibility is best for the major chord interpreted on the piano, and the worst for Babble noise. The answer to these results is found in the analysis of the spectral characteristics of the signals. The spectral distribution of the signal strength of the noise relative to the power of the speech signal is:

a) Babble - an equivalent distribution of power,

b) Gauss - uniformly distributed over the entire frequency band,

c) musical signal - power distributed around the fundamental frequency and its harmonics.

REFERENCE

[1] Hagerman B., Sentences for testing speech intelligibility in noise, Scand Audiol, Vol. 11, pp. 79-87, 1982.

[2] Hochmuth S., Brand T., Zokoll M., Zenker F., Wardenga N., Kollmeier B., A Spanish matrix sentence test for assessing speech reception thresholds in noise. Int. J. Audiol. 51(7) 536-544), 2012.

[3] Boboshko M., Warzybok A., Zokoll M., Maltseva N., RUMatrix test: construction, evaluation and clinical validation. Otorhinolaryngologia Hungarica. Vol. 59, N 2., 2013.

[4] Milivojević Z., Kostić D., Veličković Z., Brodić D., Serbian sentence matrix test for speech intelligibility measurement in different reverberation conditions, UNITEH Gabrovo, Bulgaria, 2016.

[5] Plomp R, Mimpen AM., Improving the realibility of testing the speech reception threshold for sentences, Audiology 1979:18:43-53.

[6] Kryter K.D., Methods for the calculation and use of the articulation index, J. Acoust. Soc. Am. 34, 1689-1697.

[7] Steeneken H. J. M., Houtgast T., A physical method for measuring speech-transmission quality, J. Acoust. Soc. Am., vol. 67, no. 1, pp. 318–326, 1980.

[8] House A.S., Williams C.E., Hecker M.H.L., Kryter K.D., Articulation testing methods: Consonantal differentiation with a closed response set, J. Acoust Soc. Am. 37, 158-166, 1965.

[9] Voiers W.D., Diagnostic evaluation of speech intelligibility, In Speech Intelligibility and Speaker Recognition, Vol 2. Benchmark papers in Acoustics, edited by M.E. Hawley (Dowden, Hutchinson, and Ross, Stroudburg), 374-384.,1977.

[10] Kostić D., Milivojević Z., Stojanović V., The Evaluation of Speech Intelligibility in the Orthodox Church on the Basis of MOS Test Intelligibility Logatom Type CCV, ICEST 2016, pp 153-156, Ohrid, Macedonia, 2016.

[11] Stojanović V., Kostić D., Milivojević Z., Veličković Z., Subjective evaluation of speech intelligibility in orthodox church based of the test intelligibility Nasals, Laterals and Affricates, UNITEH Gabrovo, 2016.

[12] Park J.Y, Park H., Kim J., Park H.J., Consonant chords stimulate higher EEG gamma activity than dissonant chords, Neuroscience Letters, Vol.488, pp.101-105, 2011.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ПРОЕКТИРАНЕ, ИЗГРАЖДАНЕ И АНАЛИЗ НА РАДИОПОКРИТИЕ С НАНОСТАНЦИЯ

DESIGN, IMPLEMENTATION AND ANALYSIS OF A WIRELESS NETWORK COVERAGE USING A NANOSTATION

Michail Malamatoudis
Technical University of Gabrovo

Panagiotis Kogias
TEI – Kavala, Greece

Nikolay Manchev
Technical University of Gabrovo

Stanimir Sadinov
Technical University of Gabrovo

Abstract

Wireless networks are a popular technology offering great flexibility over traditional wired technology. This flexibility extends from increased convenience to customers and reduced construction costs to facilitating network installation. Wireless networks are also used to provide network access in places where there is no traditional network infrastructure. The radio devices providing the radio coverage of the network operate at a frequency of 2.4 or 5 GHz. At this high frequency, a high data rate is achieved, but there is also an important limitation - there must be direct visibility between the devices that communicate. The main objective of the report is the design, experimental study and analysis of IEEE 802.11b/g radio coverage in the 2.4GHz frequency band for a part of the territory of Gabrovo, realized using a nanostation.

Keywords: IEEE 802.11, wireless network coverage, nanostation, signal strength.

ВЪВЕДЕНИЕ

Използването на безжичните технологии за споделяне на Интернет отдавна не е новост, но активността в тази област е много голяма и постоянно има нововъведения и подобрения [1,4,5]. Безжичните стандарти за пренос на данни дават възможност за въвеждането на много достъпни безжични решения, в следствие на което бързо нараства тяхната популярност в много области като здравеопазването, търговията, промишлеността и образованието. В тези области се използват мобилни терминали и компютри, даващи възможност за безжичен пренос на данни в реално време. Технологията за радио комуникация Wi-Fi (Wireless Fidelity), специфицирана във фамилията от стандарти IEEE 802.11, е предназначена за изграждане на Ethernet съвместими локални безжични мрежи [8, 9]. Нейното основно преимущество е възможността да бъдат лесно и икономично реализирани неголеми по мащаб гъвкави мрежови конфигурации, които са в състояние да допълват традиционните кабелни мрежи за достъп.

Мрежовите топологии в безжичните мрежи дефинират начина на изграждане на конкретната мрежа, както и режима на работа на комуникационното оборудване.

Според вида на оборудването, безжичното оборудване се разделя на два основни вида – клиент, ролята на който, обикновено се поема от компютър с инсталирана безжична мрежова интерфейсна платка и точка за достъп (Access Point - AP).

При проектирането, изграждането и анализът на радиопокритие се използват специализирани софтуерни продукти, различни модели за предсказване на разпространението на радиовълните, трафични анализи, оценка на средата за пренос, оценка на спецификата на обекта и др. [2, 3, 6, 7].

ОПИСАНИЕ НА ОБЕКТА

Планирането на експерименталното безжично покритие по стандарт IEEE 802.11b/g

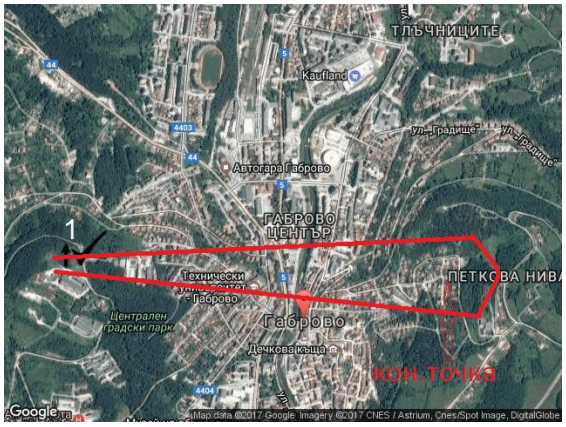
се реализира на територията на гр. Габрово и в частност за кв. Петкова нива.

Основните изисквания към радиопокритието са следните:

- в зоната на покритие на предавателната антена (наностанцията) сигнала да бъде силен, а при отдалечаване от нея той да не затихва бързо или внезапно (зависи от релефа);
- в периферните точки от зоната на покритие сигнала да не затихва до ниво на невъзможна комуникацията между двете устройства.

На фиг. 1 върху сателитна карта на територията на гр. Габрово е показана зоната на радиопокритие по идеен проект.

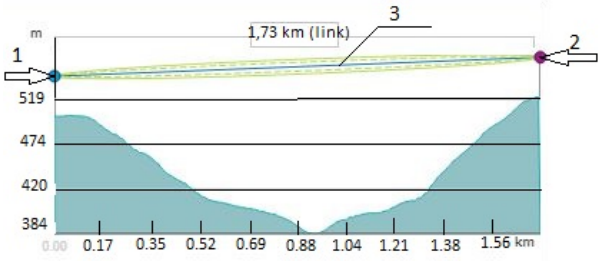
Точката за достъп (АР) е планирано да бъде разположена в лаб. 1403 на 4-ти етаж на УК №1 на ТУ-Габрово. Надморската височина в тази точка на града е 538 m. Основната част от зоната на кв. Петкова нива е разположена във височина (519 m) срещуположна на местоположението на УК №1, което предполага много добра пряка видимост към точката за достъп.



***Фиг. 1**. Идеен проект за зоната на радиопокритие (УК №1 „Интеграла“ – кв. Петкова нива)*

РЕАЛИЗАЦИЯ НА РАДИОПОКРИТИЕТО

На фиг. 2 е показан в разрез релефа между местоположението на АР в УК №1 и най-високата точка от зона на покритие. От нея се вижда, че не се наблюдават естествени препятствия в областта на пряка видимост и първа Френелова зона е чиста, което е важно условие за установяване на радио комуникацията. Напречният разрез на релефа на е изведен с помощта на уеб-базираният продукт airLink Outdoor Wireless Link Calculator [10].



***Фиг. 2**. Напречен разрез на релефа между АР в УК №1 и централната зона на покритие (1 – местоположение на АР, 2 – най-висока точка от зоната на радиопокритието, 3 – първа зона на Френел)*

Схемата на опитната постановка, по която е реализирано радиопокритието и проведени експерименталните изследвания, е показана на фиг. 3.

Схемата на опитната постановка включва следните елементи:

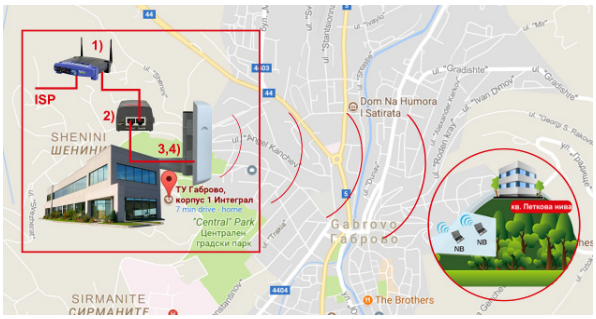
1) Маршрутизатор за достъп до интернет (ISP – Internet Service Provider - доставчик на интернет достъп);

2) POE инжектор за захранване на нано станцията;

3) Наностанция Ubiquiti Nano Station M2;

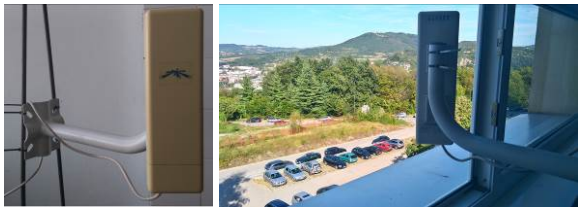
4) Стойка за захващане и насочване на нано станцията;

5) NB – мобилни терминали 1 и 2.

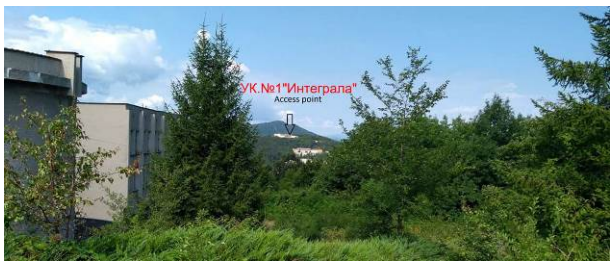


***Фиг. 3**. Схема на опитната постановка*

Изградената точката за достъп в лаб. 1403 на УК №1 е показана на фиг. 4.



***Фиг. 4**. Общ вид на изградената точка за достъп в на УК №1*

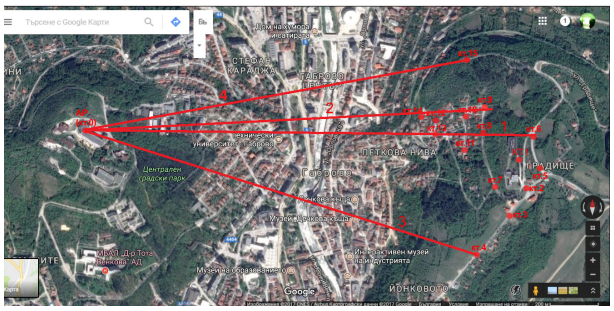


***Фиг. 5**. Зона на пряка видимост в посока към УК №1*

На фиг. 5 е показано местоположението на УК №1 от зоната на покритие и в частност от Национална обсерватория и планетариум – гр. Габрово.

ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА РАДИОПОКРИТИЕТО

При анализа на параметрите на реализираното радиопокритие са дефинирани 4 направления и 15 контролни точки, показани също на фиг. 6. Тези направления съответстват на централната област от радиопокритието (Направления 1 и 2) и двете крайни зони на покритието (Направления 3 и 4). Началото на посочените направления е в КТ0 (УК №1 на ТУ - Габрово).



***Фиг. 6.** Контролни точки и направления за изследване на радиопокритието*

Измерват се нивото по мощност на радиосигналите и се тества за надеждността и стабилността радио връзката, честотното разпределение на радиосигналите и влиянието на наличните други безжични мрежи.

За така дефинираните контролни точки, използвайки избраните тестови устройства с инсталирани на тях софтуерни продукти Acrylic Wi-Fi Home и Network Analyzer [11] са проведени измервания на нивото по мощност на радиосигнала. Резултатите от измерването са обобщени в таблица 1.

***Таблица 1**. Експериментално измерени нива на радиосигналите в избраните контролни точки*

КТ №	Измерено ниво, dBm		Разстояние, km
	Мобилен терминал 1 (лаптоп Asus x55v)	Мобилен терминал 2 (смартфон Lenovo P2)	
0	-30	-30	0
1	-84	-82	1,73
2	-79	-74	-
3	-86	-84	-
4	-85	-85	1,63
5	-80	-75	-
6	-82	-78	1,77
7	-85	-83	-
8	-77	-79	1,58
9	-81	-80	1,58
10	-78	75	-
11	-76	-75	-
12	-76	-77	1,47
13	-82	-78	1,41
14	-80	-79	1,35
15	-84	-74	1,54

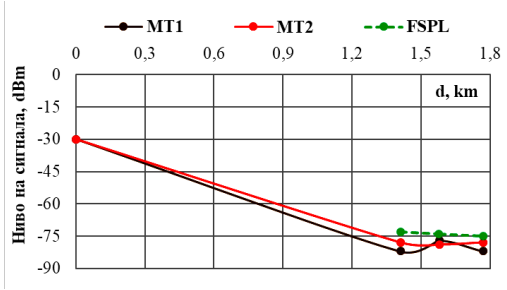
Забележка: посочените разстояния са от КТ0 до съответната КТ по въздух и са отчетени само по направления 1, 2, 3 и 4.

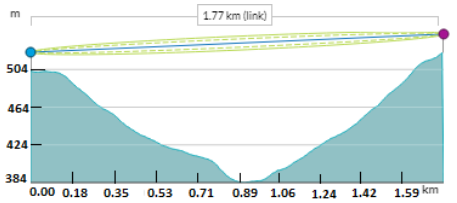
Използвайки информацията за измерените нива на сигналите в таблица 1 са представени диаграми на изменението на нивата на сигналите в зависимост от релефа по данни от контролните точки за Направления 1, 2, 3 и 4. При анализа на получените резултати са изведени и теоретичните загуби в свободното пространство (FSPL – Free Space Path Loss), които са изчислени със следната аналитична зависимост:

$$FSPL_{dB} = 20\lg(d) + 20\lg(f) + 32{,}44 \qquad (1)$$

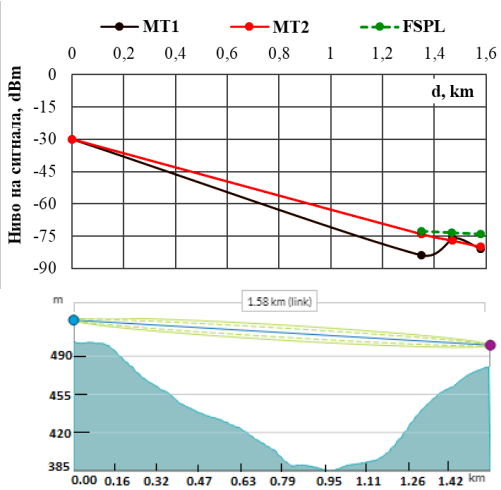
където: d – е разстоянието от точката за достъп в km, а f е работната честота в MHz (т.е. 2400 MHz).

Определянето на теоретичните загуби в свободното пространство за целите на анализа са на база изходно ниво на сигнала в КТ0 (т.е. непосредствено до точката за достъп) равно на –30 dBm.

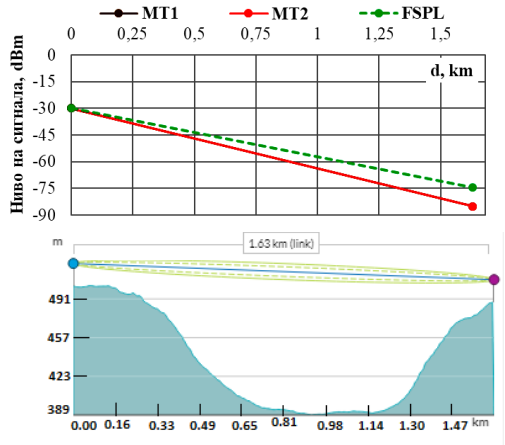




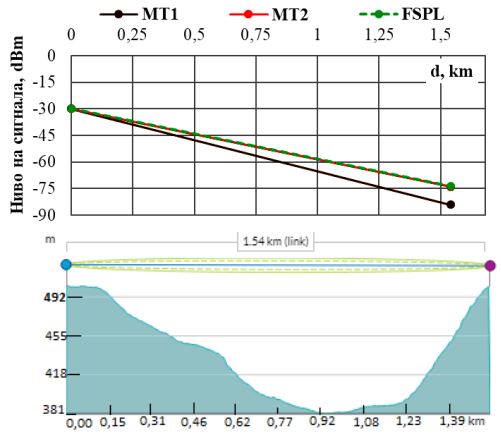
Фиг. 7. *Изменение на нивото на радиосигнала по Направление 1*



Фиг. 8. *Изменение на нивото на радиосигнала по Направление 2*



Фиг. 9. *Изменение на нивото на радиосигнала по Направление 3*



Фиг. 10. *Изменение на нивото на радиосигнала по Направление 4*

Както се вижда от фиг. 7 до фиг. 10 реалното затихване на сигнала е по-голямо от теоретичното затихване в свободното пространство, но резултатите са сравнително близки по стойност, което се дължи на наличието на пряка видимост между точката за достъп и контролните точки.

Измереното по високото ниво затихването на сигнала се дължи от една страна на влиянието на релефа на покриваната зона независимо от пряката видимост, а от друга страна зависи и от чувствителността и размера на антените на използваните за измерване мобилни терминали.

Пряко сравнение в качеството на приемане между двата мобилни терминала е трудно да се направи предвид на малкия брой контролни точки по дадено направление (обусловен от размера на самата зона на покритие), както и предвид на конструктивните разлики и начина на ползване на терминалите (т.е. тяхната мобилност в начина на захващане и насочване). Независимо от това, резултатите се разминават със стойност от порядъка максимум до 5dBm (за КТ2 и КТ5).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представените експериментални резултати показват, че чрез използване на нано станция Ubiquiti Nano Station M2 лесно може да се реализира качествено радиопокритие, но само в случаите когато имаме отлична пряка видимост.

Съществен проблем е достъпа до създадената безжична мрежа на закрито, тъй като затихванията на сигналите нарастват значително. Това налага за осигуряване на свързаност в отделните жилищни сгради да се използва допълнително антенно оборудване. За тази цел като добър вариант може да се предложи използването на мачта и същия модел нано станция за локално приемане, усилване и осигуряване на стабилни параметри и надеждност на сигнала (т.е. реализацията на връзка от типа „Точка-до-точка“ между точката за достъп и съответната приемна антена).

БЛАГОДАРНОСТ

Този доклад и изследванията в него са реализирани по проект „Създаване на ино-

вативни информационно - базирани образователни модули за обучение по комуникационна техника и технологии", договор 1712Е / 2017 г. към УЦНИТ при ТУ-Габрово.

REFERENCE

[1] Hristov G., Zahariev P., Iliev T., Study on the impact of node density and sink location in WSN.// Technological Developments in Networking, Education and Automation, Springer, 2010, No 1, pp. 539 – 542

[2] Lehne P., T. Ormhaug and O. Osterbo, Coverage Estimations in a WLAN-based Open Broadband Access Network (OBAN), 2007 4th International Symposium on Wireless Communication Systems, Trondheim, 2007, pp. 607-611.

[3] Li X, Peng-Jun Wan and O. Frieder, Coverage in wireless ad-hoc sensor networks, 2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333), New York, NY, USA, 2002, pp. 3174-3178 vol.5.

[4] Koitchev K., S. Sadinov, K. Angelov, Allocation of Traffic in the Analysis of Models in Cellular Network, International Scientific Conference "UNITECH 2010", Gabrovo, 2010

[5] Koleva D., P. Kogias, Comparative analysis of multiplied models for traffic distribution in a celular network, JESTR, Kavala, Greece, ISSN:1791-2377, Vol.9, Issue 1, 2016, pp.52÷55.

[6] Sadinov S, P. Kogias, K. Angelov, Determination of Distortion in Broadband Amplifiers for Different Standards of Signals in CATV Networks, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol.11, No.17, 2016, ISSN 1819-6608, pp. 10684-10688.

[7] Tashkov N., R. Tsvetkov. Research of radio frequency models in urban areas. UNITECH 2016, Gabrovo, Vol.2, pp.97-102, 2016, ISSN 1313-230X.

[8] Umar A., Mobile Computing and Wireless Communications, NGE Solutions, inc, 2004, ISBN: 0-9759182-0-6.

[9] http://bg.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11.

[10] https://airlink.ubnt.com/#/

[11] https://www.acrylicwifi.com

МОДЕЛИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ШИРОКОЛЕНТОВА ОПТИЧНА КОМУНИКАЦИОННА СИСТЕМА БАЗИРАНА НА ПАСИВНА ОПТИЧНА МРЕЖА

MODELING AND ANALYSIS OF BROADBAND OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM BASED ON A PASSIVE OPTICAL NETWORK

Krasen Angelov
Technical University of Gabrovo

Stanimir Sadinov
Technical University of Gabrovo

Panagiotis Kogias
TEI – Kavala, Greece

Michail Malamatoudis
Technical University of Gabrovo

Abstract

Broadband Passive Optical Networks (BPONs) are widely used by telecom operators to provide broadband access to packet services such as the Internet, cable TV, video on demand, pay-TV content, telephony etc. A major problem with the design of this type of network is to provide the ability to pre-analyze and examine the behavior of the network with different configuration settings of the equipment and the search for an optimal solution for the combination of parameters to ensure the best quality of the service. The main purpose of this paper is to present an approach for modeling and analysis of a broadband passive optical network for the delivery of interactive services.

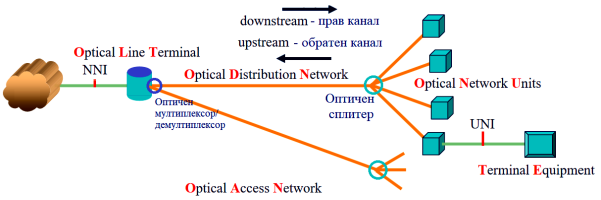
Keywords: broadband passive optical network, optical power, optical spectrum, simulation model.

ВЪВЕДЕНИЕ

Типичната архитектура на пасивната оптична мрежа (PON) е мрежа от типа точка до множество точки. PON мрежата се състои от устройство за терминиране на оптичната линия, наречено OLT (Optical Line Termination) от страната на мрежата на доставчика на услуги, а от страната на потребителите – от множество оптични мрежови устройства, наречени ONU (Optical Network Unit) [2].

Широколентовата пасивна оптична мрежа (BPON) (стандарти ITU-T G.983B, C [6-8]) позволява до 622,08 Mbps пропускателна способност по прав и обратен канал. Тя позволява висока степен на зашита на данните, функции за управление на пренасяната информация (глас, видео и данни), добавяне на дължини на вълната за видео разпръскване и динамично разпределение на честотната лента.

На фиг. 1 е показана структурата на BPON мрежа.



***Фиг. 1**. Структура на широколентовата пасивна оптична мрежа*

Основните блокове в структурата на PON са:

- OLT – устройство за терминиране на оптичната линия (оборудване в главната станция);
- ONU – оптично мрежово устройство (клиентско устройство);
- TE – клиентско оборудване;
- OAN – оптична мрежа за достъп (цялата оптична мрежа);

- ODN – оптична разпределителна мрежа (оптична мрежа разпределяща оптичните сигнали към отделни клъстери от абонати);
- NNI (Network-to-Network interface) – интерфейс „от мрежа към мрежа“ за връзка между OLT и глобалната мрежа;
- UNI (User Network Interface) – потребителски мрежови интерфейс, който разделя мрежата на доставчика от мрежата на потребителя.

PON мрежата използва мултиплексиране по различни дължини на вълната (Wavelength Division Multiplexing – WDM) за осигуряването на работа в пълен дуплекс върху едно оптично влакно. Приема се че данните към клиента се предават на 1490 nm, а в обратната посока – на 1310 nm. Сигнал с дължина на вълната 1550 nm се използва понякога за предаване на данни към клиента при предоставяне на допълнителна услуга, например кабелна телевизия [2].

МОДЕЛИРАНЕ НА BPON МРЕЖА

За моделирането на широколентовата пасивна оптична мрежа е използван софтуерният продукт OptiSystem [5,10].

Симулационният модел е показан на фиг. 2. Той се състои от OLT устройство в главната станция и 8 ONU устройства за крайните потребители. OLT устройството работи на дължина на вълната 1550nm (прав канал), а ONU устройствата работят на 1310nm (обратен канал). Двете дължини на вълните са комбинирани с помощта на WDM мултиплексор. Мултиплексираният сигнал се предава двупосочно по едномодово оптично влакно. Двупосочният сплитер играе ролята на WDM демултиплексор, за отделяне на двете дължини на вълната по потоци от и към ONU устройствата. Всяко ONT устройство съдържа оптичен разклонител и ONU-устройство при потребителя. Всяко ONU се състои от фотодетектор с нискочестотен филтър за оптичния сигнал по прав канал и оптичен предавател за сигнала по обратен канал. Тъй в обратния канал се използват осем предавателя с една и съща дължина на вълната, за да могат да предадат своята информация по едно и също време се използва TDMA мултиплексиране.

За измерване и оценка на основните параметри и характеристики на сигналите се използват различни визуализатори. Основните параметри и характеристики, които се подлагат на измерване са: Q-фактора, коефициентът BER, око диаграмата, времедиаграмата и спектралната характеристика на оптичните сигнали [1, 3, 4].

Основните параметри на симулационния модел са:

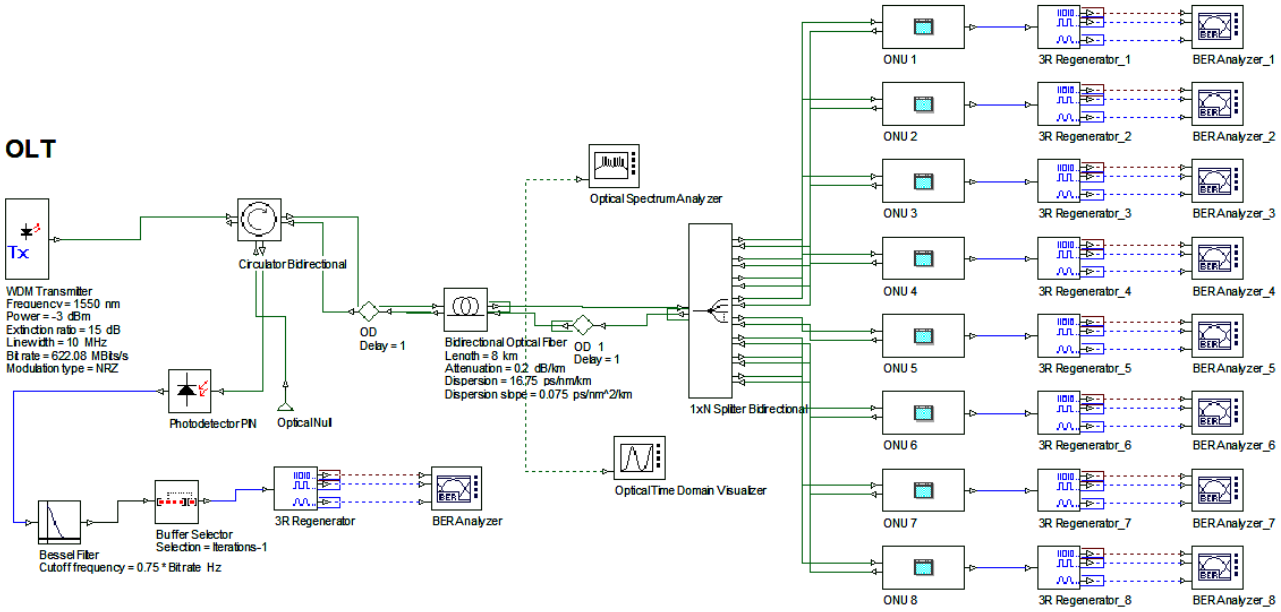
- пропускателна способност по прав и обратен канал: 622 Mbps;
- дължина на вълната за правия канал: 1550 nm;
- дължина на вълната за правия канал: 1310 nm;
- кодиране на оптичния сигнал: NRZ;
- изходно ниво по мощност на OLT и ONU: –3dBm
- дължина на оптичната линия: 8 km;
- километрично затихване на оптичното влакно: 0,2 dB/km;
- дисперсия на оптичното влакно: 16,75 ps/nm/km.

Разработеният модел позволява да бъде използван за:

- Определяне на оптималната стойност на Q-фактора (респективно необходимата стойност на оптичното отношение сигнал/шум OSNR) на линията когато е зададена необходимата стойност на коефициента BER, т.е. да се определи Q_{BER}.
- За изследване на BER характеристиките на оптичния канал при различни входни параметри;
- За определяне на изискваната стойност на OSNR на оптичната линия при дадена чувствителност на използвания оптичен приемник.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МОДЕЛ НА BPON МРЕЖА

Използвайки показания на фиг. 2 симулационен модел е направено изследване при три различни стойности на въведената в оптичното влакно мощност P_{TX}: –3 dBm, 0 dBm и 3 dBm.

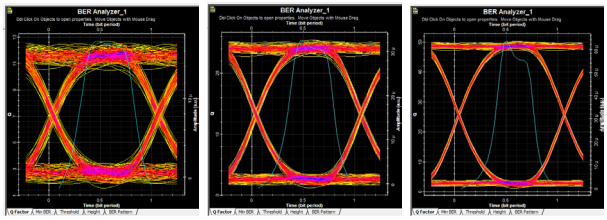


***Фиг. 2**. Моделиране на широколентова пасивна оптична мрежа*

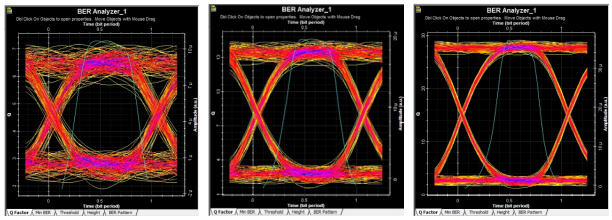
При критерий поставена най-лоша стойност на коефициента BER = 1.10^{-13} [9] се извършва определяне на максимално възможната дължина на оптичната линия L. Резултатите са обобщени в таблица 1.

***Таблица 1**. BER и Q-фактор на оптичния сигнал*

P_{TX}, dBm	L, km	Q-фактора	BER
–3	8	12,69	$3,06.10^{-37}$
0		25,44	$4,39.10^{-143}$
3		50,26	0
–3	20	7,27	$1,76.10^{-13}$
0		14,58	$1,83.10^{-48}$
3		29,14	$5,15.10^{-187}$



а)–3dBm, 8km б) 0dBm, 8km в) 3dBm, 8km



г)–3dBm, 20km д) 0dBm, 20km е) 3dBm, 20km

***Фиг. 3**. Око-диаграми на оптичния сигнал*

Както се вижда от таблица 1 при стандартна изходна оптична мощност за масово използваните оптични предаватели в OLT – 3 dBm и критерий за допустима стойност на BER = 1.10^{-13} за максимално възможната дължина на линията се получава 20 km. Изхождайки от допустимите максимални нива на приетата оптична мощност в оптичните приемници с цел предпазването им от насищане, за минимална дължина на линията се получава 8 km.

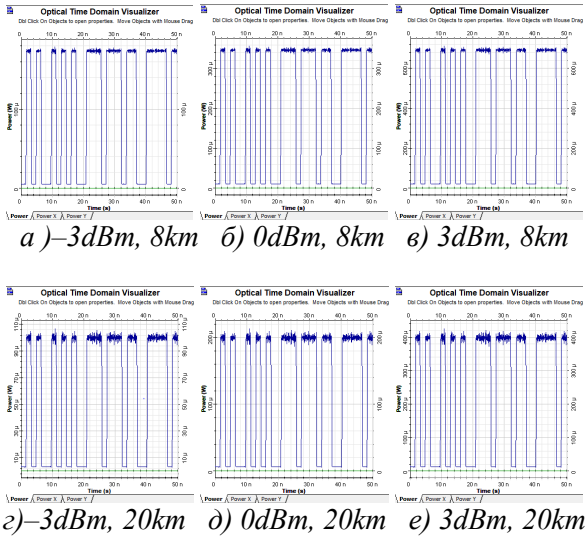
В таблица 2 е представена оценка на нивото по мощност на приетия оптичен сигнал P_{RX}.

От представените резултати се вижда, че дори и за най-лошия случай, нивото на приетата оптична мощност не е по-лошо от –17 dBm, което е над чувствителността на най-често използваните за кабелни телевизионни мрежи оптични приемници (–22 dBm).

***Таблица 2**. Приета оптична мощност на оптичния сигнал*

P_{TX}, dBm	L, km	P_{RX}, dBm
–3	8	–14,392
0		–11,242
3		–8,092
–3	20	–16,910
0		–13,762
3		–10,612

На фиг. 4 са показани резултатните времедиаграми на оптичния сигнал за трите случая на входна оптична мощност и двете гранични дължини на оптичната линия.



а)–3dBm, 8km б) 0dBm, 8km в) 3dBm, 8km

г)–3dBm, 20km д) 0dBm, 20km е) 3dBm, 20km

***Фиг. 4**. Времедиаграми на оптичния сигнал*

Вижда се, че като цяло няма забележимо деградиране на оптичните импулси в резултат на дисперсията във влакното. Основните разлики в получените времедиаграми са в амплитудата на приетите оптични сигнали, която при високо ниво дори и в най-лошия случай е достатъчно голяма за да не се получат грешки в решаващото устройство.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработеният модел на широколентова пасивна оптична мрежа позволява дълбоко и детайлно изследване на поведението на мрежата при широк набор от комбинации от конфигурационни параметри на оптичното оборудването.

Основно предимство се явява възможността за решаване на оптимизационни задачи чрез различни итерации на изследване.

БЛАГОДАРНОСТ

Този доклад и изследванията в него са реализирани по проект „Създаване на иновативни информационно - базирани образователни модули за обучение по комуникационна техника и технологии”, договор 1712Е / 2017 г. към УЦНИТ при ТУ-Габрово.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Angelov K., S. Sadinov, N. Varbanova, Optical Receiver Sensitivity Evaluation in Presence of Noise in Digital Communication System, ICEST 2012, Proc. of Papers, Vol. 1, pp.85-88, ISBN 978-619-167-002-4, V. Tarnovo, Bulgaria, 2012.

[2] Effenberger F., An Introduction to PON Technologies, IEEE Communications Magazine, March 2007, pp. 517 -525.

[3] Kadhim D., Rahman N., Performance Analysis of xPON Network for Different Queuing Models. IJETE, Vol.44, Issue.1, ISSN: 2051-3240, 2013, pp.1131-1137.

[4] Koitchev K., K. Angelov, S. Sadinov, Determining Bit Error Rate in Digital Optical Transmission Network Using the Q-Factor, ICEST 2010, Proc. of Papers, Vol. 1, pp.53-56, ISBN: 978-9989-786-57-0, Ohrid, Macedonia, 2010.

[5] Radev D., G. Petkov, T. Iliev, M. P. Iliev. Modeling of Communication Channels with Random Structure. IN: Proceedings VII National Conference with International Participation ETAI’2005, Ohrid, Macedonia, 2005, pp. T79–T82

[6] Recommendation G.983.1: Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON), ITU-T, 2005.

[7] Recommendation G.983.2: ONT management and control interface specification for B-PON, ITU-T, 2005.

[8] Recommendation G.983.3: A broadband optical access system with increased service capability by wavelength allocation, ITU-T, 2005.

[9] Varbanova N., K. Angelov, S. Sadinov, Estimation of Optical Link Length for High-Speed Aplications, ICEST 2011, Proc. of Papers, Vol. 3, pp.607-610, ISBN: 978-86-6125-033-0, Niš, Serbia, 2011.

[10] https://www.optiwave.com

СИМУЛАЦИОННО МОДЕЛИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА 8-КАНАЛНА WDM СИСТЕМА

SIMULATION MODELING AND RESEARCH OF 8-CHANNEL WDM SYSTEM

Stanimir Sadinov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Abstract

The report presents the realization of a simulation model of a 8-channel Optical Communication Line with Spectral Multiplexing (WDM) to research the parameters and characteristics of the transmitted optical signals and to solve optimization problems related to concrete examples. The model has a wide range of possibilities to research the influence of optical setup parameters, to determine the system's energy budget when changing its configuration, to examine various effects in the transmission and processing of optical signals, and to conveniently evaluate the parameters and characteristics of the optical signals through graphical and digital visualization. Numerous results have been received, which have been analyzed and can be used in the training of students as well as in solving practical problems in the design of optical telecommunication networks.

Keywords: WDM, BER, P_{TX}, Q-factor, Mux, CW laser, EDFA, OSNR, Simulation model.

ВЪВЕДЕНИЕ

Преимуществата на предаване чрез използване на оптично усилване на сигнала и вариантите на мултиплексиране по дължина на вълната (WDM) промениха значително концепцията на изграждане на оптичните мрежи [1-4, 7, 8, 10, 12, 13]. В днешно време оптичните линии за връзка се използват практически във всякакви мащаби – от корпоративни мрежи и мрежи за достъп до трансконтинентални линии за връзка. Анализ на развитието на дължините на линиите за връзка показва, че в качеството на среда за предаване на информация оптичното влакно няма друга алтернатива [5, 6, 9, 11].

Текущо в България широко и активно се развиват оптичните магистрални транспортни мрежи. При голяма част от операторите съществува развита инфраструктура, но увеличаването на скоростта за достъп на абонатите до мрежата и пакетното предаване на информацията предявяват нови изисквания към проектирането на този тип комуникационни мрежи.

ИЗЛОЖЕНИЕ

РЕАЛИЗАЦИЯ НА СИМУЛАЦИОНЕН МОДЕЛ НА 8-КАНАЛНА WDM СИСТЕМА

Тук е представена реализацията на симулационен модел на 8-канална WDM система за изследване на параметрите и характеристиките на предаваните оптични сигнали и решаване на оптимизационни задачи, като са представени конкретни примери от практиката.

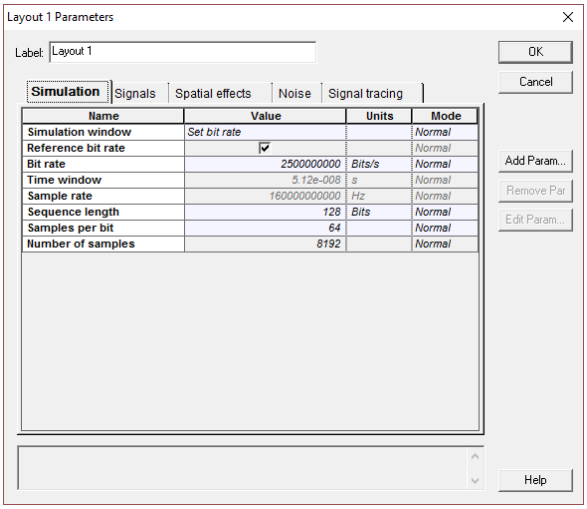
Първата стъпка е да се въведат глобални параметри за целия симулационен модел. Това се извършва в следната последователност:

За да се визуализират глобалните параметри е необходимо да се кликне два пъти върху работното поле и изведе работният екран, представен на фиг. 1.

За този симулационен модел се задават следните глобални параметри (фиг. 1):

- Скорост на предаване (bit rate):
2500000000 Bits/s (2,5 Gbps)
- Продължителност на симулацията (Time

window): $5{,}12.10^{-8}$ s;
- Честота на дискретизацията (Sample rate): 160 GHz;
- Дължина на последователността (Sequence length): 128 бита;
- Брой дискрети за бит (Samples per bit): 64;
- Брой дискрети (Number of samples): 8192.



Фиг. 1. *Глобални параметри*

За реализация на 8-канална WDM система е необходимо да се мултиплексират/демултиплексират оптичните сигнали от 8 отделни източника на оптичен сигнал. За целта се създадени 8 външно модулирани оптични предаватели, всеки от тях съдържащ лазерен източник на оптичен сигнал, източник на цифров електрически сигнал, кодер на електрическия сигнал в NRZ код и Мах-Зендер модулатор на оптичния сигнал. За да се извърши мултиплексирането на сигналите от 8-те оптични предавателя, то всеки от тях трябва да е на различна честота/дължина на вълната в диапазона на 1550 nm. Настройките на честота/дължина на вълната за всеки от оптичните предаватели е обобщена в Таблица 1.

Получените 8 модулирани оптични сигнали на различна дължина на вълната в диапазона на 1550 nm трябва да се мултиплексират спектрално, което се извършва чрез използване на WDM мултиплексор – блок WDM Mux 8x1.

Блок WDM 8x1 мултиплексор се намира в следната библиотека: Component Library/ Default/ WDM Multiplexers Library/ Multiplexers.

Дължината на всеки усилвателен участък се задава чрез дължината на оптичното влакното в блок Optical Fiber (наличен в Component Library/Default/ Optical Fibers Library). Дължината на оптичното влакно за целите на симулационния модел е 100 km. Настройките на блок оптично влакно са следните:
- затихване: 0,2 dB/km;
- дисперсия: 17 ps/nm/km;
- ефективна площ на влакното: 80 μm^2;
- коефициент на пречупване на влакното: $n_2 = 2{,}6.10^{-20} m^2/W$;
- дължина на влакното 100 km.

Таблица 1. *Настройки на честота / дължина на вълната на оптичните предаватели в 8-каналната WDM система*

Оптичен предавател	Дължина на вълната, nm	Честота, THz
CW laser 0	1552,52438115	193,1
CW laser 1	1551,720797101	193,2
CW laser 2	1550,91804449	193,3
CW laser 3	1550,116122027	193,4
CW laser 4	1549,315028424	193,5
CW laser 5	1548,514762397	193,6
CW laser 6	1547,715322664	193,7
CW laser 7	1546,916707946	193,8

Усилването във всеки усилвателен участък се осъществява от EDFA усилвател (блок EDFA Ideal) (наличен в Component Library/Default/ Amplifiers Library/ Optical/ EDFA/Optical Amplifier). Настройките на блок оптичен EDFA усилвател са следните:
- Усилване на усилвателя: 20 dB;
- Изходно оптично ниво по мощност: 4 dBm;
- Шумов коефициент: 6 dB.

За създаване на един оптичен приемник са необходими следните блокове:
- PIN фотодетектор (блок Photodetector PIN) който се намира в следната библиотека: Component Library/Default/ Receivers Library/ Photodetectors;
- Нискочестотен филтър на Бесел (блок Low Pass Bassel Filter) който се намира в следната библиотека: Component Library/ Default / Filters Library / Electrical.

Свързване на измервателните уреди

Разположението на измервателните уреди в модела може да се види в пълната схема, представена на фиг. 2.

За изследването ще бъдат използвани следните уреди:

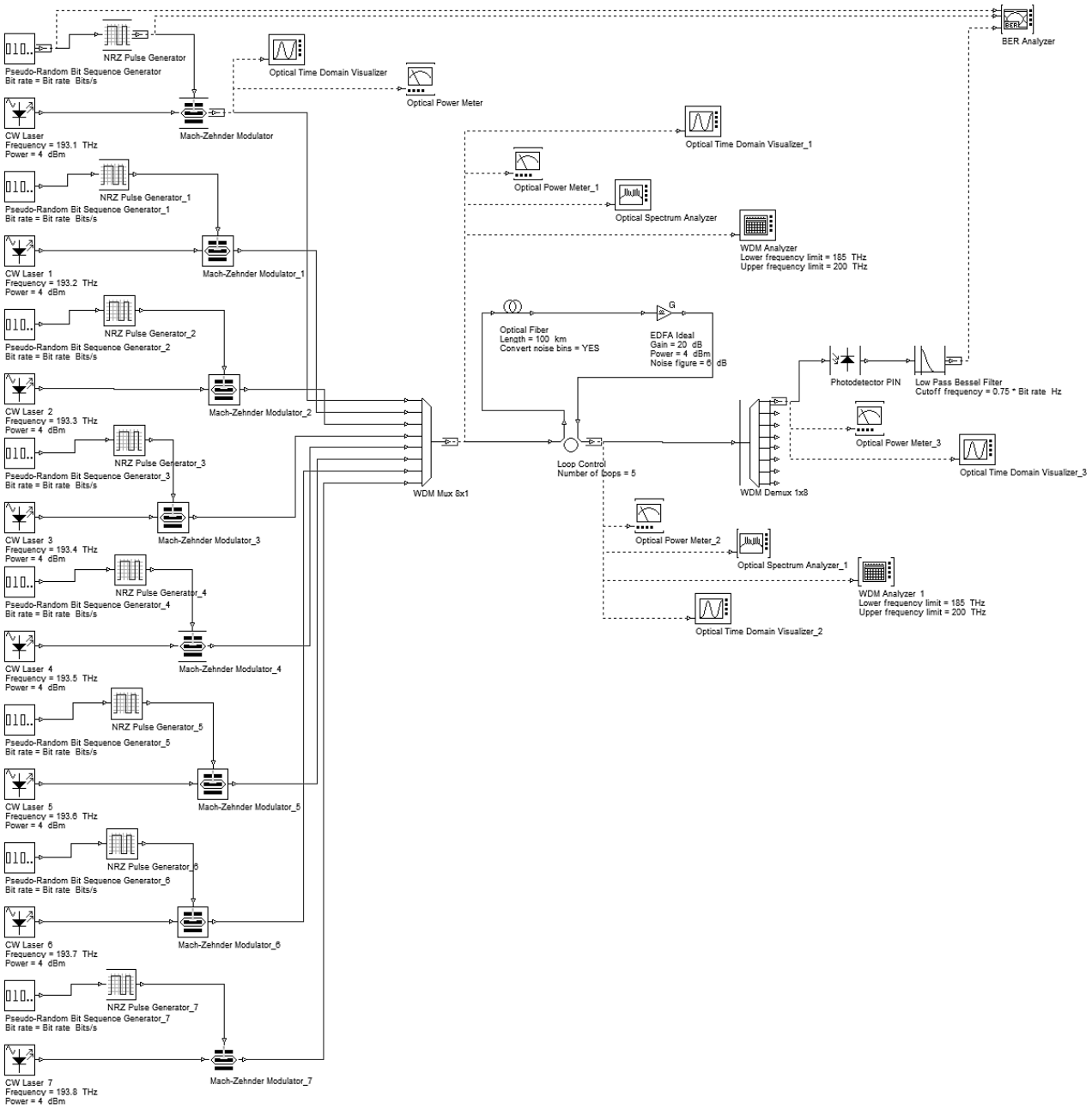
- Визуализатор на оптичния сигнал във времевата област (Optical Time Domain Visualizer);
- Оптичен спектрален анализатор (Optical Spectrum Analyzer);
- Анализатор на BER (BER Analyzer)
- WDM Анализатор (WDM Analyzer);
- Измервател на оптична мощност (Optical Power Meter).

Всички оптични визуализатори се намират в следната библиотека: Component Library/ Default/ Visualizer Library/Optical.

BER Analyzer се намира в следната библиотека: Component Library/ Default/ Visualizer Library/ Electrical.

Чрез BER анализаторът може да се изведат следните общи параметри на канала от край до край (от оптичния предавател до оптичния приемник за даден канал):

- Q-факторът на канала;
- Минималната стойност на BER;
- Око-диаграмата на канала;
- Праговото ниво за определяне на лог. 0 и лог. 1 в канала.



Фиг. 2. *Пълен вид на симулационния модел на 8-канална оптична комуникационна линия със спектрално мултиплексиране*

Чрез оптичния визуализатор във времевата област може да се види изменението на формата на оптичния сигнал във времето.

Чрез измервателя на оптичната мощност се измерва нивото по мощност на оптичния сигнал (във W или dBm) в избрани точки от оптичния канал.

Оптичният WDM анализатор извежда таблични резултати включващи следната информация:

- Честота/дължина на вълната на всяка подносеща в мултиплексирания сигнал;
- Нивото по мощност за всяка подносеща в мултиплексирания сигнал;
- Шумовото ниво за всяка подносеща в мултиплексирания сигнал;
- Оптичното отношение сигнал/шум (OSNR) за всяка подносеща в мултиплексирания сигнал;
- Обобщена информация за min/max стойности на горните параметри.

На фиг. 2 е показана вече реализираната пълна схема, с помощта на която са реализирани симулационните изследвания на изследването на 8-канална WDM система.

Реално са реализирани няколко различни случая на изследване, чиято цел е да се решат различни оптимизационни задачи в търсене на най-добри параметри при определена конфигурация на канала в комуникационната линия.

За всяко от изследванията се търси оптимална стойност на един определен параметър при фиксирани стойности на дадени параметри и изменение на точно определени параметри. Оптималната стойност на параметъра се определя на базата на зададен за всяко изследване критерий.

Основните критерий по отношение на оптичните комуникационни линии със спектрално мултиплексиране са:

- зададена допустима стойност на BER: приема се BER = 1.10^{-12};
- стойност на Q-фактора при допустима стойност на BER: Q > 6;
- оптичното отношение сигнал/шум OSNR: OSNR > 12;
- оптично ниво по мощност.

Като допълнителни критерии при оценката на параметрите на системата се използват основните характеристики на оптичния сигнал:

- разтвор на око-диаграмата – пряко свързан с BER и Q-фактора на системата);
- спектрална диаграма на оптичния сигнал - за оценка на влиянието на различни ефекти като дисперсията на сигнала, четиривълновото смесване при многоканален режим и нивото на шумовете в канала);
- диаграма във времевата област на оптичния сигнал - за оценка на междусимволната интерференция, групо-вото време на закъснение и др.

Изследванията се извършват в следната последователност:

1) Изследване за определяне на оптималната излъчвана мощност на каналния оптичен предавател P_{TX}:

При фиксиран брой усилвателни участъци $N_{AS} = 5$ и фиксирана дължина на всеки усилвателен участък $l_{AS} = 100\ km$ (обща дължина на оптичната линия $L = 500\ km$), се търси оптималната стойност на излъчената от оптичния предавател оптична мощност P_{TX}. Изследването се извършва за две различни стойности на коефициента на усилване на оптичния EDFA усилвател: $G = 20\ dB$ и $G = 18\ dB$. Критерий са измерените стойности на Q-фактора, BER, приетата оптична мощност P_{RX} от оптичния приемник, стойността на OSNR, времевата и спектралната диаграми на оптичния сигнал.

2) Изследване за определяне на оптималния коефициент на усилване G на оптичния EDFA усилвател:

При фиксиран брой усилвателни участъци $N_{AS} = 5$ и фиксирана дължина на всеки усилвателен участък $l_{AS} = 100\ km$ (обща дължина на оптичната линия $L = 500\ km$), се търси оптималната стойност на коефициента на усилване G на оптичния EDFA усилвател. Изследването се извършва за две различни стойности на излъчената от оптичния предавател оптична мощност: $P_{TX} = 0\ dBm$ и $P_{TX} = 3\ dBm$. Критерий са измерените стойности на Q-фактора, BER, приетата оптична мощност P_{RX} от оптичния приемник, стойността на OSNR, времевата и спектралната диаграми на оптичния сигнал.

3) Изследване за определяне на оптималната дължина l_{AS} на един усилвателен

участък:

При фиксиран брой усилвателни участъци $N_{AS} = 5$ и фиксирана стойност на коефициента на усилване на оптичния EDFA усилвател $G = 20\ dB$, се търси оптималната дължина на всеки усилвателен участък l_{AS}. Изследването се извършва за две различни стойности на излъчената от оптичния предавател оптична мощност: $P_{TX} = 0\ dBm$ и $P_{TX} = 3\ dBm$. Критерий са измерените стойности на Q-фактора, BER, приетата оптична мощност P_{RX} от оптичния приемник, стойността на OSNR, времевата и спектралната диаграми на оптичния сигнал.

4) Изследване за определяне на максималния брой усилвателни участъци N_{AS}:

При фиксирана дължина на всеки усилвателен участък $l_{AS} = 100\ km$ и фиксирана стойност на коефициента на усилване на оптичния EDFA усилвател $G=20dB$ се търси максималния брой усилвателни участъци N_{AS}. Изследването се извършва за две различни стойности на излъчената от оптичния предавател оптична мощност: $P_{TX} = 0\ dBm$ и $P_{TX} = 3\ dBm$. Критерий са измерените стойности на Q-фактора, BER, приетата оптична мощност P_{RX} от оптичния приемник, стойността на OSNR, времевата и спектралната диаграми на оптичния сигнал.

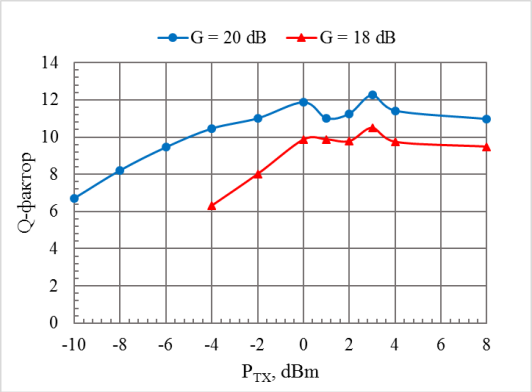
ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА СИМУЛАЦИОННИЯ МОДЕЛ НА 8-КАНАЛНА WDM СИСТЕМА

Тук ще бъде представено детайлно изследване на модела на 8-канална оптична WDM комуникационна линия, свързано с определяне на оптималната излъчвана мощност P_{TX} на каналния оптичен предавател

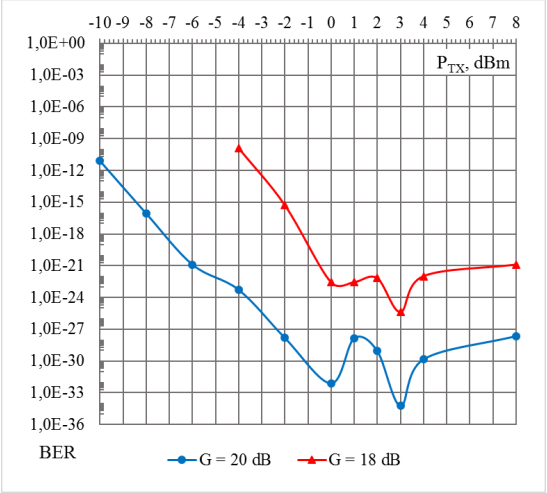
Първата стъпка е при брой усилвателни участъци $N_{AS} = 5$ и фиксирана дължина на всеки усилвателен участък $l_{AS} = 100\ km$ (обща дължина на оптичната линия $L = 500\ km$), да се определи каква ще бъде оптималната стойност на излъчената от оптичния предавател оптична мощност P_{TX}. Изследването се извършва за две различни стойности на коефициента на усилване на оптичния EDFA усилвател: $G = 20\ dB$ и $G = 18\ dB$.

Резултатите от изследването са представени графично на фиг. 3, 4 и 5.

При зададена допустима стойност BER = 1.10^{-12} (Q > 6) от таблица 2 се вижда, че при зададения брой и дължина на усилвателните участъци и двата коефициента на усилване на оптичните EDFA усилватели, оптична мощност на предавателя P_{TX} може да варира в широки граници от –10 dBm до 8 dBm.

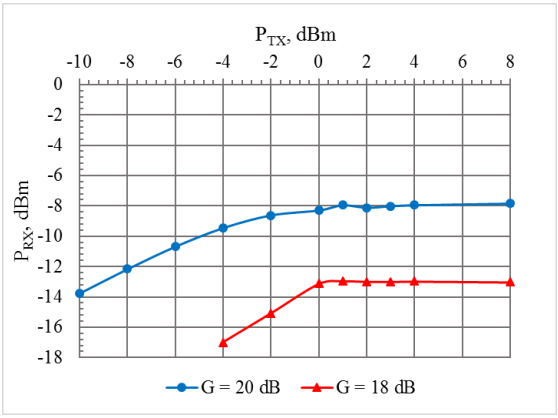


Фиг. 3. *$Q = f(P_{TX})$ при $l_{AS} = 100\ km$ и $N_{AS} = 5$*



Фиг. 4. *BER = $f(P_{TX})$ при $l_{AS}=100\ km$ и $N_{AS}=5$*

Въпреки това от фиг. 3 и фиг. 4 се вижда ясно, че в графиките на Q-фактора и респективно на BER има две характерни точки при мощност на оптичния предавател P_{TX} = 0 dBm и P_{TX}= 3 dBm, което определя двете мощности и в частност втората като най-подходящи при дадените входни данни за трасето.



Фиг. 5. *$P_{RX} = f(P_{TX})$ при l_{AS} = 100 km и N_{AS} = 5*

От графичните зависимости на фиг. 5 се вижда, че за мощности на оптичния предавател P_{TX} по-големи от 0dBm, оптичния приемник влиза в режим на насищане, което не води до подобряване на качеството на приемане на оптичния сигнал.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработеният симулационен модел за изследване на 8-канална оптична комуникационна линия със спектрално мултиплексиране разполага с широки възможности за изследване на влиянието на параметрите на настройка на оптичното оборудване, определяне на енергийния бюджет на системата при промяна на нейната конфигурация, изследване на различни ефекти при предаването и обработката на оптичните сигнали, както и удобна оценка на параметрите и характеристиките на оптичните сигнали чрез графична им и цифрова визуализация.

В представените графични зависимости се вижда, че за по-голям коефициент на усилване G на оптичния усилвател, резултатите са видимо по-добри. Измерванията на спектъра, времедиаграмите и OSNR чрез оптичните анализатори твърде големия коефициент на усилване води до влошаване на OSNR поради голямото усилване на собствените и добавените шумове в линията и от устройствата, както и до появата на нелинейни ефекти като четиривълновото смесване на канали.

БЛАГОДАРНОСТИ

Тази публикация и изследванията в нея са реализирани по проект „Създаване на иновативни информационно - базирани образователни модули за обучение по комуникационна техника и технологии”, договор 1712Е/2017 г. към УЦНИТ при ТУ-Габрово.

REFERENCE

[1] Rabov S., L. Hristov, Optical Communications, New Knowledge, Sofia, 2002.(Bulgarian)

[2] Nanny O., Basic Technology Spectral Differential Multiplex Channel Speakers (WDM), LIGHTWAVE russian edition №2, pp.47-52, 2004. (Russian)

[3] Ferdinandov E., Optical Communication Systems, Tehnika Publishing, Sofia, 2007.(Bulgarian)

[4] Angelov K., S. Sadinov, K. Koitchev, Estimation of Optical Receiver Sensitivity in HFC Network, ICEST 2011, Proc. of Papers, Vol. 1, pp.111-114, ISBN: 978-86-6125-031-6, Niš, Serbia, 2011.

[5] Characteristics of a Cut-off Shifted Single-Mode Optical Fiber Cable, ITU-T Rec. G.654, Geneva, 1997.

[6] Balabanova I., Prepar Measuring the Main Parameters of Optical Transfer Media – Optical Fibers and Cables, ICEST 2007, Ohrid, Makedonia, Volume 1, pp.111-112.

[7] Gumaste A, T. Antony, DWDM Network Designs and Engineering Solutions, Cisco Press, 2002.

[8] Girard A., Guide to WDM Technology and Testing, EXFO, 2001.

[9] Ojima M, H. Nakano, S. Sasaki, S, Hanatani, A Dense-wavelength-division-multiplexing Optical Network System, Hitachi Review Vol. 48, No. 4, 1999.

[10] Koitchev K., K. Angelov, S. Sadinov, Determining Bit Error Rate in Digital Optical Transmission Network Using the Q-Factor, ICEST 2010, Proc. of Papers, Vol. 1, pp.53-56, ISBN: 978-9989-786-57-0, Ohrid, Macedonia, 2010.

[11] Optiwave. OptiSystem User’s Reference, Optical Communication System Design Software v.10, 2011.

[12] Optiwave. OptiSystem Getting Started, Optical Communication System Design Software v.10, 2011.

[13] Sadinov S, P. Kogias, K. Angelov, Determination of Distortion in Broadband Amplifiers for Different Standards of Signals in CATV Networks, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol.11, No.17, 2016, ISSN 1819-6608, pp. 10684-10688.

НАПРАВЛЕНИЕ 4

КОМПЮТЪРНИ СИСТЕМИ

SESSION 4

COMPUTER SYSTEMS

ПРОДУКТИ ОТ ФИРМИТЕ INTEL И XILINX ИЗПОЛЗВАНИ В ПРОЦЕСА НА ОБУЧЕНИЕ НА СТУДЕНТИТЕ

INTEL AND XILINX TOOLS USED IN THE STUDENT'S EDUCATION PROCESS

Atanas Nikolov Kostadinov
Technical University – Sofia, Plovdiv branch

Abstract

Intel (formerly Altera) and Xilinx are the major producers of reconfigurable integrated circuits of type FPGA (Field-programmable gate array) and CPLD (Complex programmable logic device). Both firms support the higher education sector with their university programs especially Intel FPGA University Program and Xilinx University Program. Technical University – Sofia, Plovdiv branch has received donations from above-mentioned programs in a form of design software and CPLD/FPGA boards. These tools are used in Reconfigurable Logic and VLSI (Very large scale of integration) design courses, which are part of our curriculum.

Keywords: FPGA, CPLD, Intel FPGA University Program, Xilinx University Program, donations, curriculum.

ВЪВЕДЕНИЕ

Програмируемите интегрални схеми от тип FPGA (Field-programmable gate array) и CPLD (Complex programmable logic device) се използват често както в процеса на производство на компютърни устройства и системи [1, 2], така и в процеса на обучение [3, 4]. Фирмите Intel (бивша Altera) [5] и Xilinx [6] са най-големите производителки в областта на програмируемите интегрални схеми. И двете фирми имат свои програми [7, 8], чрез които подпомагат дейността на университетите от цял свят в процеса на обучението на студенти.

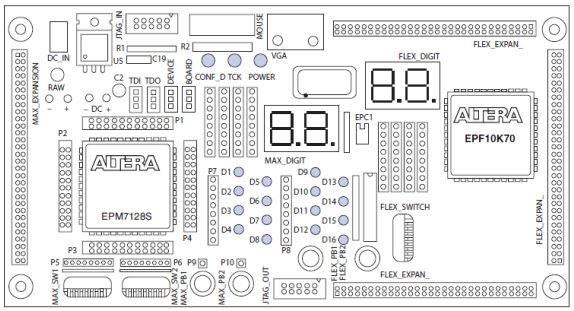
Технически Университет – София, филиал Пловдив е получавал дарения и по двете университетски програми. Тези дарения са както под формата на програмни пакети за проектиране и тестиране на цифрови устройства и системи, чрез използване на FPGA и CPLD, така и на апаратни модули съдържащи гореизброените интегрални схеми. В този доклад ще бъде представено развитието на учебните дисциплини („Системи с програмируема логика (СПЛ)" и „Проектиране на свръхголеми интегрални схеми (ПСГИС))" използващи програмируеми интегрални схеми в Технически Университет – София, филиал Пловдив и свързаното с това приложение на получените дарения от двете фирми – Intel и Xilinx..

ПЪРВОНАЧАЛНО ПОЛУЧЕНИ ПРОДУКТИ

В самото начало, авторът на доклада получи магистърска степен по проектиране на вградени микропроцесорни системи в Института за авангардно обучение и научни изследвания (ALaRI – Advanced Learning and Research Institute) в град Лугано, Конфедерация Швейцария [9]. Там под формата на две учебни дисциплини бяха представени основни неща свързани с програмируемите интегрални схеми и езика за описание на апаратната част VHDL (Very high speed integrated circuit description language).

След завръщането ми в България, представих наученото пред студентите от Технически Колеж „Джон Атанасов". След това бях поканен да преподавам и в Технически Университет – София, филиал Пловдив. Усилията бяха насочени към две неща – подобряване на материално-техническата база и подготвяне на ръководство за лаборатор-

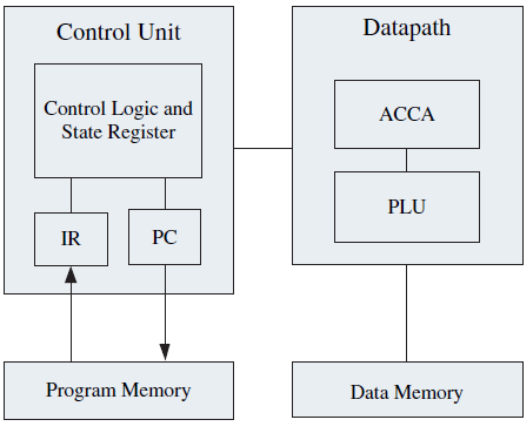
ни упражнения по дисциплината „ПСГИС”. След успешно кандидатстване в университетската програма на фирмата Altera (сега Intel) бяха получени лицензирани програмни пакети (Quartus II и ModelSim) за обучение на студентите, както и модул (UP2 – University program 2) съдържащ програмируеми интегрални схеми от тип CPLD. Външният вид на модула UP2 е показан на Фиг. 1 [10].



***Фиг. 1**. Външен вид на модула UP2*

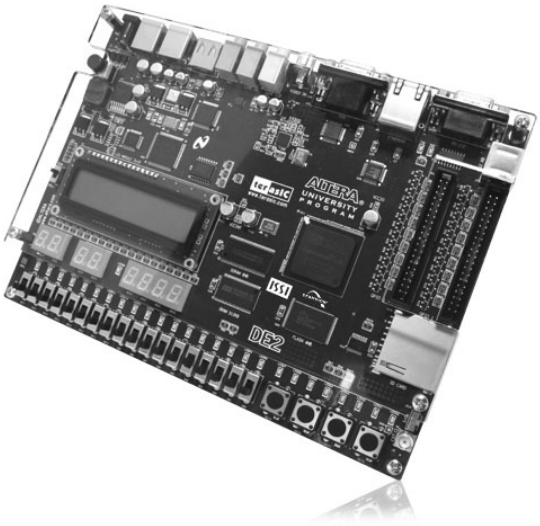
За съжаление UP2 не беше достатъчен за обучението на студентите. Освен това начинът му на свързване с персоналния компютър предполагаше трудности при работата с него, тъй като кабелът беше с малка дължина. Усилията бяха насочени към увеличаване на броя на апаратните модули. Същевременно беше завършено и ръководство за лабораторни упражнения по учебната дисциплина „ПСГИС” [11].

Във връзка с научните изследвания (първа следдокторска специализация в Кралство Норвегия) беше кандидатствано отново в университетската програма на фирмата Altera (сега Intel). Беше получен модул от тип DE2 (Development and education 2). Този модул, беше използван както в научно-изследователския процес, така и в процеса на обучение на студентите след завръщането ми в България. С негова помощ по време на специализацията беше реализиран микропроцесор с инструкции свързани с предикатната логика (Predicate logic processor – PLP). Опростената блокова схема на PLP е представена на Фиг. 2 [12], където са използвани следните съкращения и термини – Control unit (Управляващо устройство), Datapath (Изпълнително устройство), Control logic and State register (Управляваща логика и регистър на състоянието), IR (Instruction register, регистър на инструкцията), PC (Program counter, програмен брояч), ACCA (Accumulator A, акумулатор А), PLU (Predicate logic unit, логическо устройство извършващо операции свързани с предикатната логика), Program Memory (Памет за инструкции), Data memory (Памет за данни).



***Фиг. 2**. Опростена блокова схема на микропроцесора PLP*

Външният вид на модула DE2 е показан на Фиг. 3 [13].



***Фиг. 3**. Външен вид на модула DE2*

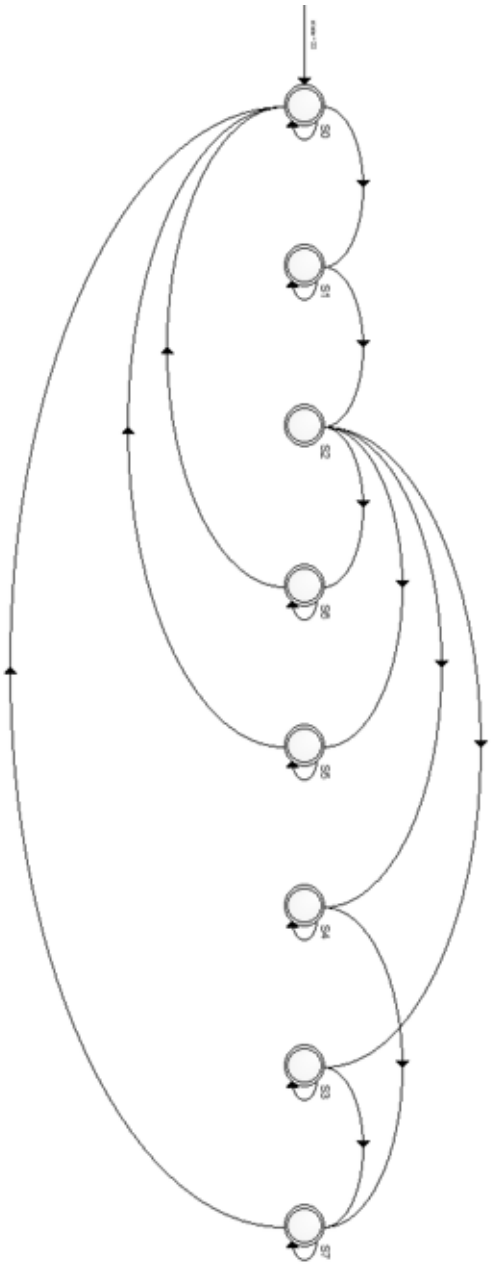
Подобни на този модул (Cyclone II FPGA Starter Development Kit) бяха закупени с помощта на средства отпуснати от Технически Университет – София. Други два модула от същия вид бяха закупени със средства

на една от фирмите, с които нашата Катедра „Компютърни системи и технологии” е в сътрудничество. С това, в основни линии, необходимите апаратни и програмни ресурси за провеждане на лабораторните упражнения по двете учебни дисциплини („Системи с програмируема логика (СПЛ)” и „Проектиране на свръхголеми интегрални схеми (ПСГИС))” бяха осигурени. Що се отнася до темите на лекциите и лабораторните упражнения по тези две дисциплини те са представени в друга публикация [14].

По-долу в доклада са дадени примери за използването на продуктите от фирмите INTEL И XILINX в процеса на обучение на студентите. На Фиг. 4 е показано едно схемно решение на зададен курсов проект по „ПСГИС”, което изисква описание с VHDL и тестване на свързаните 35 битов D тригер, кодов преобразувател (Selector) и 4 битов D тригер. Така създадената схема изпълнява определени задачи, съобразно проектното задание.

***Фиг. 4**. Схемно решение на курсов проект по „ПСГИС”*

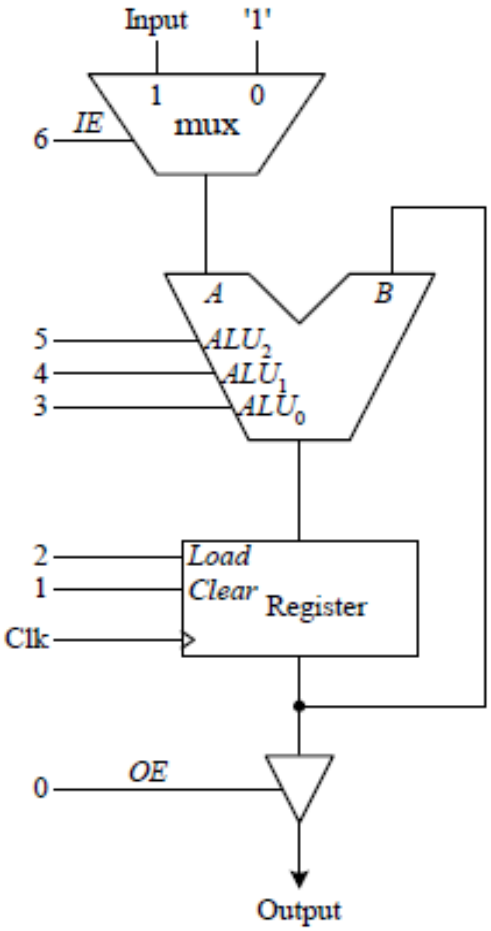
На Фиг. 5 е показана една диаграма на краен автомат използван в дипломен проект, реализиращ аритметична цифрова система изградена на базата на програмируема интегрална схема. Крайният автомат бе проверен и коригиран с помощта на вграден логически анализатор от тип SignalTap II [15].



***Фиг. 5**. Диаграма на краен автомат, използван при реализирането на дипломен проект*

На Фиг. 6 е показано едно примерно изпълнително устройство (Datapath) на микропроцесор [16], което студентите реализират и тестват по време на лабораторните упражнения по „ПСГИС”. То се състои от мултиплексор (mux), аритметично –логическо устройство (АЛУ, ALU), регистър и буфер с „трето състояние”. Това изпълнител-

но устройство извърша операциите логическо „И”, логическо „ИЛИ”, логическо „НЕ”, аритметично събиране и изваждане, аритметично събиране и изваждане с числото 1 и зареждане на регистъра с определен операнд.

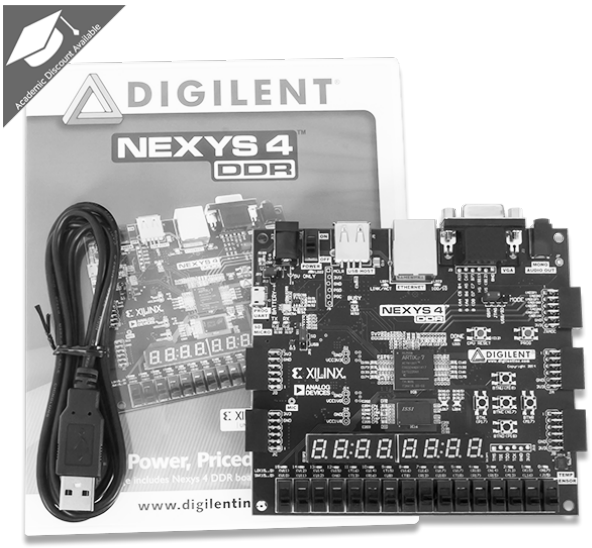


***Фиг. 6**. Изпълнително устройство на микропроцесор*

Схемата показана на Фиг. 6 се състои от няколко компонента и се реализира на базата на т.нар. структурен подход (структурен стил), като се използва VHDL. Подобна схема (състояща се само от два компонента) е една от задачите в тестовия вариант, който се дава при изпита на студентите по дисциплината „ПСГИС”. Целта е студентите да опишат тази схема с VHDL. При другата дисциплина „СПЛ” е обратно – дава им се описание на VHDL, от което те трябва да начертаят описаната схема и да обяснят начина й на работа.

ДОПЪЛНИТЕЛНО ПОЛУЧЕНИ ПРОДУКТИ

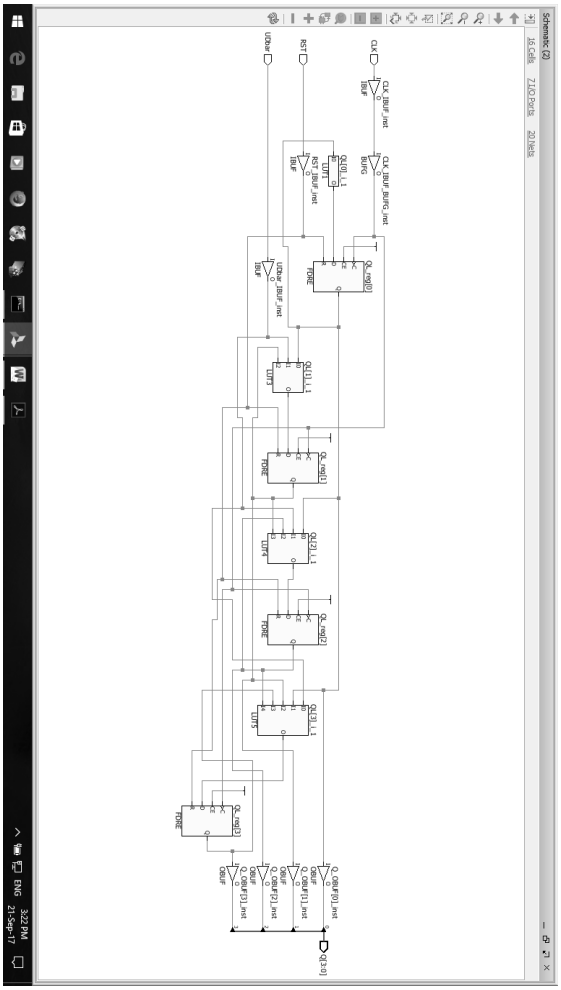
След като бяха получени апаратни и програмни продукти от фирмата Intel (бившa Altera) беше решено да се кандидатства в университетската програма на другата водеща фирма производител – Xilinx. В резултат от успешното кандидатстване бяха получени 25 лицензи (разрешения) за работа с програмния пакет Vivado Design Suite: System Edition, както и 5 броя апаратни модули, съдържащи програмируема интегрална схема, от тип Nexys4 DDR. Външен вид на Nexys4 DDR е показан на Фиг. 7.



***Фиг. 7**. Външен вид на Nexys4 DDR*

Начинът на работа и възможностите на полученото дарение, вече се представят на студентите в часовете за лекции и лабораторни упражнения по дисциплините „СПЛ” и „ПСГИС”. За в бъдеще последното дарение ще се приложи както в учебната, така също и в научно-изследователската дейност.

На Фиг. 8 е представена синтезираната схема на реверсивен двоичен брояч, като са използвани дарените програмни и апаратни продукти от фирмата Xilinx. Този брояч съдържа управляващ вход с име UDbar. В зависимост от подадената логическа стойност на UDbar, броячът работи или в режим на събиране или в режим на изваждане.



***Фиг. 8**. Синтезирана схема на реверсивен двоичен брояч*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В доклада са представени как са използвани в обучението на студентите, а така също и в научно-изследователската дейност, апаратните и програмните продукти на двете водещи фирми в областта на програмируемите интегрални схеми - Intel (бивша Altera)] и Xilinx.

След усвояването и по-широкото използване на последното дарение, може да се помисли за кандидатстване отново в някоя от университетските програми с оглед да се получи апаратен модул съдържащ специализирана периферия и FPGA от по-ново поколение.

БЛАГОДАРНОСТИ

Бих желал да благодаря на проф. д-р инж. Гриша Спасов за получената подкрепа и съдействие при успешното кандидатстване в университетската програма на фирмата Xilinx.

Бих желал да благодаря и на проф. д.н. Генади Кузаев за получените покани за двете следдокторски специализации в Кралство Норвегия и за ползотворното му ръководство по време на провеждането им.

REFERENCE

[1] Umuroglu Y. et al, FINN: A Framework for Fast, Scalable Binarized Neural Network Inference, Proc. of the 2017 ACM/SIGDA International Symposium on Field-Programmable Gate Arrays, USA, pp. 65 – 74.

[2] Amiri M. et al, FPGA-Based Soft-Core Processors for Image Processing Applications, Journal of Signal Processing Systems, Vol. 87, Issue 1, 2017, pp. 139 – 156.

[3] Petrescu I., Păvăloiu I., Drăgoi G., Digital Logic Introduction Using FPGAs, Procedia - Social and Behavioral Sciences, Vol. 180, 2015, pp. 1507 – 1513.

[4] Watson G., McKeown N.,CasadoM., NetFPGA:ATool for Network Research and Education, 2nd Workshop on Architecture Research using FPGA Platforms, USA, 2006, pp. 1 – 4.

[5] https://www.intel.com/content/www/us/en/fpga/devices.html.

[6] http://www.xilinx.com/

[7] https://www.altera.com/support/training/university/overview.html

[8] https://www.xilinx.com/support/university.html

[9] http://www.alari.ch/

[10] University program UP2 education kit user guide, Altera Corporation, 2004 v.3.1.

[11] Kostadinov A., Manova D., VLSI design laboratory exercises guide, Technical University – Sofia, Plovdiv branch, Bulgaria, 2005.

[12] Kouzaev G., Kostadinov A., Predicate gates, components and a processor for spatial logic, JCSC (Journal of Circuits, Systems, and Computers), Vol. 19, No. 7, 2010, pp. 1517-1541.

[13] http://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=39&No=30

[14] Kostadinov, A., Field-Programmable-Logic device education, Annual Journal of Electronics, vol. 7, 2013, pp. 46-49.

[15] https://www.altera.com/content/dam/altera-www/global/en_US/pdfs/literature/ug/signal.pdf

[16] Hwang E., Digital Logic and Microprocessor Design with VHDL, Thomson publisher, 2006.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

STATIC MULTI-STREAM WORD-BASED COMPRESSION ALGORITHM

Emir ÖZTÜRK
emirozturk@trakya.edu.tr
Computer Engineering Department
Trakya University – Edirne / TURKEY

Altan MESUT
altanmesut@trakya.edu.tr
Computer Engineering Department
Trakya University – Edirne / TURKEY

Abstract

In this paper, we present a static lossless word based compression algorithm (MWCA-S) for text files. MWCA-S is the static version of MWCA, which is a semi-static word based compression algorithm. MWCA-S identifies the symbols to be compressed as words. The dictionary consists of words extracted from previously acquired languages. The MWCA-S splits the original file into 4 parts according to word frequencies similar to the MWCA. The language must be given as a parameter in compression state. MWCA-S obtains 4.32 bpc at best and 5.3 bpc on average. Although the compression ratios are worse than the MWCA, compression is 3.8 times faster than the MWCA on average in terms of time.

Keywords: Text Compression, Static compression, MWCA, MWCA-S.

INTRODUCTION

As the big data getting popular, processing data and reduction of data size has become an important field. With the help of compression, data can be stored using less disk space. Text compression can be defined as representing text data in less space using redundancy within [1]. Also, higher transfer rates can also be achieved with text compression.

Three different models can be used in data compression; static, semi-static and dynamic. Semi-static algorithms perform a first pass over the text to obtain information about the content, and then perform the encoding according to this information in the second pass. Unlike semi-static algorithms, static algorithms don't need a first-pass to obtain frequency information. Compression is made using the previously created dictionaries. These methods are faster but their compression ratios are worse than semi-static ones since they use dictionaries which are not source-specific. Dynamic model uses source-specific dictionary like semi-static model and perform compression in one pass like static model. These methods update the dictionary information while compressing.

To compress text files, general compression algorithms like LZ77 [2], LZ78 [3], LZW [4], LZMA [5], Deflate [6], PPM family (PPMa, PPMb, PPMd) [7] could be used. Word based semi-static algorithms like ETDC [8], SCDC [9] and dynamic versions of them, which are DETDC [10], DSCDC, DLETDC and DLSCDC [11] could also be used.

In this study, MWCA-S (Static Multi-Stream Word-Based Compression Algorithm) which is a word based compression algorithm based on MWCA [12] is proposed. Like MWCA, MWCA-S provides multi-stream structure and compressed matching. Created streams could be either stored as seperate files or a single file. Because MWCA-S is a static compression algorithm, it compresses the text in one pass. The file is divided into 4 different streams according to the codes given. In this study, the MWCA-S algorithm was tested for eight different languages and compared with the MWCA algorithm. The two-letter code (de, en, es, fr, it, pl, nl, tr) is given as a parameter for selecting the desired language.

MWCA static algorithm is explained in the second section, and the performance results are examined in the third section.

MWCA-S

The MWCA-S compression algorithm is a static version of the MWCA algorithm. The semi-static MWCA acquires the words and their frequencies in the first-pass, sorts these

words according to these frequencies in descending order and creates the D1 and D2 dictionaries containing the first 255 and the next 65536 words. In the second pass, coding is performed using these dictionaries and two different streams are generated (S1 and S2). If the encoded word is not in these dictionaries, it will be stored in S3 stream. It also uses a bit vector (BV) to help the decoder for choosing the appropriate dictionary. As a result, the output of MWCA has six different streams, including D1 and D2.

In the developed static MWCA version, the first pass operation is not performed and static dictionaries are used. The use of static dictionaries and the absence of the first pass phase increase the compression speed, but the compression ratio is expected to decrease because of the use of fixed dictionaries.

In order to create static dictionaries, the most common words were collected from the files retrieved from the internet in eight different languages. The first 255 + 65536 of these words were used to construct the D1 and D2 dictionaries for each language.

MWCA-S uses the spaceless word model [13] which labels all non-alphanumeric characters as punctuation. A character group (word) consists of characters from the same type. The encoding algorithm generates a word until it encounters a character that is different from the characters being read. If the word is found in the dictionary, the frequency is increased. The space after an alphanumeric group is not encoded. When decompression, the algorithm looks for the word if it is "alphanumeric" or "punctuation". If two alphanumeric groups are read from the compressed streams sequentially, the decompression algorithm writes a space character between them when writing their uncompressed forms to the output file.

MWCA-S writes coded words in three different streams like MWCA. The first stream (S1) contains the one-byte code equivalents of the words in the first dictionary (D1), while the second stream (S2) contains the two-byte codes of the words in the second dictionary (D2). The third stream (S3) keeps words that are not found in the dictionaries. The encoder writes the length of the word before saving this word because there will not be a letter to use as a separator if the source file contains all the ASCII characters.

As we mentioned before, the encoding algorithm also generates a bit vector (BV) to indicate which dictionary must be used to decode the next word. In BV, "0" bit is used for words in D1, while "1" bit is used for words in D2.

When compressing files, the language of the files must be given as a parameter. MWCA-S compresses files according to these dictionaries. The pseudo-code of the MWCA-S encoding algorithm is given in Figure 1.

1. Get the first 255 words for the first dictionary
2. Get the next 65536 words in 255 words for the second dictionary
3. Read an alphanumeric or punctuation group from the file
4. Search $C(W_i)$ code in dictionaries
5. If W_i is in one of the dictionaries
6. Write '0' or '1' to BV according to dictionary
7. Write $C(W_i)$ to S1 or S2 according to dictionary
8. If Wi is not in one of the dictionaries
9. Write '0' bit to BV
10. Write "0" byte to S1
11. Write length(W_i) and W_i to S3
12. Repeat steps 3-11 until end of file

Fig. 1. *MWCA-S encoding algorithm*

In decompression, a bit (BV_i) is read from BV. If the BV_i is "0", one-byte code is read from S1. If $S1_i \neq$ "0", the word corresponding to the code is read from the dictionary and written to the output file. If $S1_i$ = "0" then the decompression algorithm accepts this as an escape situation. It reads a word from S3 and writes it to the output file. If BV_i is "1", a two-byte code is read from S2. Then the word corresponding to the code will be found in D2 and written to the output file. The opening phase continues until the end of BV. The pseudo-code of the MWCA-S decoding algorithm is given in Figure 2.

```
1.  Define PW and CW as 'previous word' and 'next word'
2.  PW = 0, CW = 0
3.  Read a bit from BV
4.  PW = CW
5.  If BV is '0'
6.      Read a byte from S1
7.      If the byte is "0"
8.          Read a word from S3 (W)
9.      Else
10.         Find the corresponding word in D1 (W)
11. If BV is '1'
12.     Read 2 bytes from S2
13.     Find the corresponding word in D2 (W)
14. If (W) is alphanumeric, CW = 0
15. If (W) is punctuation, CW = 1
16. If CW = 0 and PW = 0 add a space character to the output file
17. Write W to output file
18. Repeat steps 3-17 until the end of BV
```

Fig. 2. *MWCA-S decoding algorithm*

COMPARISON AND PERFORMANCE RESULTS

For comparison, a corpus was prepared using Wikipedia articles collected in eight different languages. The languages and sizes of the Wikipedia articles used are given in the Table 1.

Table 1. *The files and sizes that Wikipedia articles store according to their language*

File Name	Size (Byte)
de (German)	5,030,246,082
en (English)	11,838,929,073
es (Spanish)	2,818,814,073
fr (French)	3,318,542,670
it (Italian)	2,367,208,876
nl (Dutch)	1,447,569,624
pl (Polish)	1,376,809,649
tr (Turkish)	2,130,928,293

The results for these languages are obtained in terms of compression ratios and compression/decompression speeds for both MWCA and MWCA-S. Compression ratios in bpc are given in the Table 2.

Table 2. *MWCA compression ratios (bpc)*

Files	MWCA	MWCA-S	Zlib
de	3.53	6.54	3,09
en	3.07	4.76	2,98
es	3.12	5.06	2,87
fr	3.20	5.36	2,86
it	3.12	4.32	2,98
nl	3.00	4.59	2,58
pl	3.59	5.31	3,09
tr	4.47	6.49	3,60
Average	3.39	5.30	3,01

As shown in Table 1, MWCA semi-static produces better compression ratios than the static version because it creates and uses different dictionaries for each file. The best result was obtained in “nl” with 3.00 bpc. MWCA-S gets the best result in “it” with 4.32 bpc. Zlib achieves best results in all languages. Compression and decompression speeds for MWCA and MWCA-S are given in the Table 3.

Table 3. *MWCA compression - decompression speeds (Mbps)*

Files	Semi-Static		Static		Zlib	
	Comp.	Decomp.	Comp.	Decomp.	Comp.	Decomp.
de	16.68	76.83	59.14	91.36	12,38	180,84
en	16.84	82.69	65.50	103.74	12,12	190,23
es	17.11	86.32	64.59	102.55	10,25	195,85
fr	17.64	91.47	62.94	99.87	11,19	198,52
it	16.62	88.99	65.63	107.76	12,26	193,16
nl	16.98	96.76	69.21	113.08	16,32	190,73
pl	16.89	89.35	62.11	102.22	10,78	199,26
tr	14.90	74.21	49.10	78.68	12,19	163,71
Avg.	16.71	85.83	62.28	99.91	12,19	189,04

Since the semi-static MWCA algorithm has two passes, it performs slower compression than the static MWCA method. The MWCA-S method does not include the first pass, which

contains word and frequency extraction, code assignment to words, and dynamic memory management operations used to store these words. Since the same operations are performed in the decompression algorithm, no significant difference is obtained. Both semi-static and static MWCA implementations are faster than Zlib at compression.

CONCLUSIONS

The MWCA algorithm can be used as semi-static (MWCA) and static (MWCA-S). The static algorithm provides faster compression because it performs a single pass, while the semi-static algorithm achieves better compression ratios by creating a file-specific dictionary.

In the static algorithm, dictionary selection requires a parameter to determine the language of the current file. The MWCA-S offers 46% space savings at best. This gain was 34% on average. MWCA-S can be used if speed is required and MWCA can be used to save more space. Zlib is better than MWCA at compression, but lacks of compressed matching offered by MWCA.

REFERENCES

[1] Bell, T.C., Cleary, J.G., Witten, I.H.: Text compression. Prentice-Hall, Inc. (1990)

[2] J.Ziv, A.Lempel: A Universal Algorithm for Data Compression. IEEE Trans. Inf. Theory. I, (1977)

[3] Ziv, J., Lempel, A.: Compression of Individual Sequences via Variable-Rate Coding. IEEE Trans. Inf. Theory. 24, 530–536 (1978). doi:10.1109/TIT.1978.1055934

[4] Welch, T.A.: A techinique for high-performance data compression. IEEE Comput. (1984)

[5] LZMA Specification, https://github.com/jljusten/LZMA-SDK/blob/master/DOC/lzma-specification.txt

[6] Deutsch, L.P.: DEFLATE compressed data format specification version 1.3. (1996)

[7] Cleary, J., Witten, I.: Data compression using adaptive coding and partial string matching. IEEE Trans. Commun. 32, 396–402 (1984)

[8] Navarro, G., Brisaboa, N.R.: ETDC.

[9] Brisaboa, N.R., Fariña, A., Navarro, G., Esteller, M.F.: (S,C)-Dense Coding: An Optimized Compression Code for Natural Language Text Databases. 10th Int. Symp. String Process. Inf. Retr. 122–136 (2003). doi:10.1007/978-3-540-39984-1_10

[10] Brisaboa, N.R., Farina, A., Navarro, G., Parama, J.R., Fariña, A., Navarro, G., Parama, J.R.: New adaptive compressors for natural language text. Softw. Pract. Exp. 38, 1429–1450 (2008). doi:10.1002/spe.882

[11] Brisaboa, N., Farina, A., Navarro, G., Paramá, J., Fariña, A., Navarro, G., Paramá, J.: Dynamic lightweight text compression. ACM Trans. Inf. Syst. 28, 1–32 (2010). doi:10.1145/1777432.1777433

[12] Öztürk, E., Mesut, A., Diri, B.: Multi-Stream Word-Based Compression Algorithm. In: UBMK2017 (2017)

[13] Moffat, A.: Word-based text compression. Softw. Pract. Exp. 19, 185–198 (1989)

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ФОТОПЛЕТИЗМОГРАФСКИ МЕТОД ЗА ОТЧИТАНЕ РАБОТАТА НА СЪРЦЕТО

A PHOTOPLETHYSMOGRAPHIC METHOD FOR MEASUREMENT OF THE WORK OF THE HEART

Galya Georgieva-Tsaneva
Institute of Robotics - Bulgarian Academy of Sciences

Krassimir Cheshmedzhiev
Institute of Robotics - Bulgarian Academy of Sciences

Abstract

The article represents the use of non-invasive method – photoplethysmography (PPG) to obtain an info about variation of blood volume change, which is directly connected to heart rate. A portable heart rate monitoring system is implemented by miniature hardware device with a pulse and oximeter sensors. Some application software running on Windows have been developed to display PPG signal ant to store PPG data.

Keywords: photoplethysmography, heard rate decoder, pulse transit time, portable device.

ВЪВЕДЕНИЕ

Записът на електрическата активност на сърцето във времето (електрокардиограма, ЕКГ) се използва през последните десетилетия с успех за наблюдение и диагностициране на различни видове състояния и заболявания. Необходимостта към човешкото тяло да бъдат прикрепени няколко електрода причинява известни неудобства и не е особено подходящо за чест и продължителен мониторинг на пациентите. В тези случаи за наблюдение работата на сърцето може да бъде използван фотоплетизмографският метод, който е подходящ при изследване на индивиди, които не се намират в състояние на физически покой.

Фотоплетизмографията е оптичен измервателен метод, който се използва за регистриране на измененията в обема на кръвта в кръвоносните съдове. Движението на кръвта има пулсиращ характер и създадената в резултат на това пулсова вълна може да бъде детектирана в различни участъци на кръвоносната система. Методът използва източник на светлина и фотодетектор за регистриране интензивността на светлинния поток, който е преминал през биологичната тъкан или е отразен от нея. Интензивността на светлинния поток се променя в зависимост от измененията на кръвонапълването в съответното място, където се осъществява измерването. Описание на същността на фотоплетизмографския метод и неговото приложение е дадено в работите на някои съвременни изследователи, като J. Allen [1], T. Tamura [2], J. Webster [3], Y. Yoon [4] и др. При фотоплетизмографския метод се извършва разпознаване на пулсовата вълна, посредством графики, снети в различни области на човешкото тяло. Алгоритъм за бърза детекция на пулсовата вълна е създаден от българските автори B. Nenova, I. Iliev [5] и Б. Ненова-Байлова [6]. Алгоритъмът включва високочестотен филтър с гранична честота 0.5 Hz, пълзащо ускоряване с първа нула в 7.5 Hz, откриване на максимуми и минимуми, критерий за валидност на нарастващия фронт, оценка на подобието на текущия нарастващ фронт спрямо предишни валидни предни фронтове. Неинвазивни методи за изследване на артериалната ригидност и еластич-

ността на стените на кръвоносните съдове, посредством изследване на времето на разпространение на пулсовата вълна са обект на разглеждане от Р. Николова [7].

ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

Фотоплетизмографският метод (PhotoPlethysmoGraphics method – PPG) разчита на използването на светлината за определяне пулса (чрез регистриране на промените в обема на кръвния поток) и количеството на кислород в кръвта. Светлината взаимодейства с тъканта, при което се извършват различни оптични процеси: разсейване, поглъщане, отражение, преминаване и флуоресценция. Обемът на кръвта съдържащ се в кръвоносните съдове, движението на стените им, ориентацията на червените кръвни клетки са фактори, които повлияват на светлината попаднала върху фотодетектора [8].

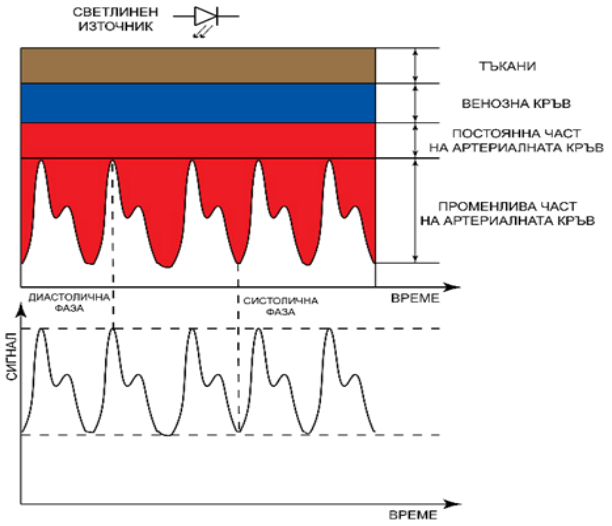
Взаимодействието на светлината с тъканите има комплексен характер. Андерсон и Париш [9] са изследвали оптичните свойства на човешката кожа както и взаимодействието й със светлината. В резултат на тези изследвания авторите правят извода, че колкото по-малка е дължината на вълната, толкова по-голямо е поглъщането от пигментите в кожата. Водата поглъща светлината в ултравиолетовата част на спектъра и далечния инфрачервен диапазон на спектъра. Червената светлина и светлината от близкия инфрачервен край се поглъщат помалко, което е и причината светлина с такава дължина да се използва при PPG метода. Кръвта поглъща светлината повече от тъканите, следователно увеличаването или намаляването на обема й може да се бъде определено чрез съответното намаляване/ увеличаване на регистрираната светлина.

На фиг. 1 е показана графика на плетизмограма. В нея могат да се разграничат две основни части – едната е сравнително постоянна тя кореспондира с поглъщането/отражението на светлината от меките тъкани и средното съдържание на кръв в артериите и вените. Също така постоянната част се променя малко и в процеса на дишане. Другата съставка е променлива и показва измененията в количеството кръв по време на систоличните и диастоличните фази. Базовата честота на тази съставка е пряко свързана със сърдечния пулс. Както е видно от фигурата, променливата част е наслоена върху постоянната.

Има два основни начина на приложение на фотоплетизмографския метод за измерване честотата на пулсовата вълна:

- чрез преминаване на светлината;

На фиг. 2 е показано схематичното разположение на източника на светлина и фотодетектора. При този метод източникът на светлина и фотодекекторът са поставени на място, позволяващо лесно отчитане, като светлинният източник е от едната страна на тъканта, а фотодетекторът – от другата. Най-често се използвани места по човешкото тяло при този метод са: пръст, ухо, носна преграда, буза, език.



Фиг. 1 *Плетизмограма*

Фиг. 2 *Отчитане посредством преминаване на светлината*

В някои от случаите - език, носна преграда - изследването е ефективно само когато индивидът се намира под упойка, т.е. в напълно статично положение.

- чрез отражение на светлината.

Този начин за измерване е показан схематично на фиг. 3.

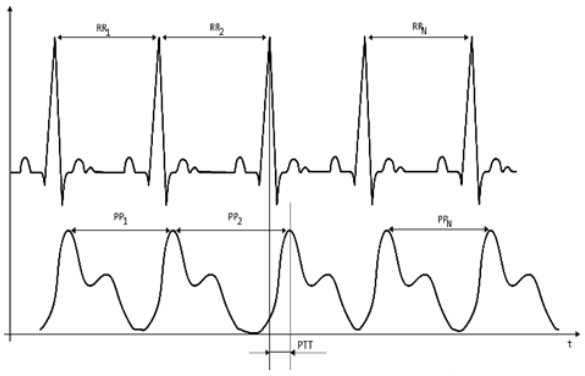
Фиг. 3. *Отчитане посредством отражение на светлината*

Източникът на светлина и фотодетекторът са разположени от една и съща страна на тъканта. За разлика от предишния начин, тук има по-голяма свобода относно местата за поставяне на източника и приемника на светлина.

При използването на фотоплетизмографския метод възникват трудности от различно естество. Когато изследваният индивид се движи, върху PPG графиката се получават артефакти. Промяната на натиска между сензора и мястото за измерване води до промяна в нивото на сигнала получаван от сензора. Не съществуват стандарти, които да определят кое е най-подходящото ниво на притискане. При увеличаването му нивото на сигнала се увеличава и след преминаване на някаква граница започва отново да намалява [2].

От гледна точка на миниатюризацията важен фактор при използването на фотоплетизмографския метод се явява консумацията на енергия. От размера на консумираната енергия се определя капацитета, респективно размера на захранващия източник. Съгласно [10] при използване на метода чрез преминаване, използваната енергия е с повече от един порядък по-голяма, отколкото при метода чрез отражение.

На фиг. 4 е показано разположението във времето на електрокардиограма (горе) и фотоплетизмограма (долу).



Фиг. 4. *Разположение на електрокардиограма (горе) и фотоплетизмограма (долу)*

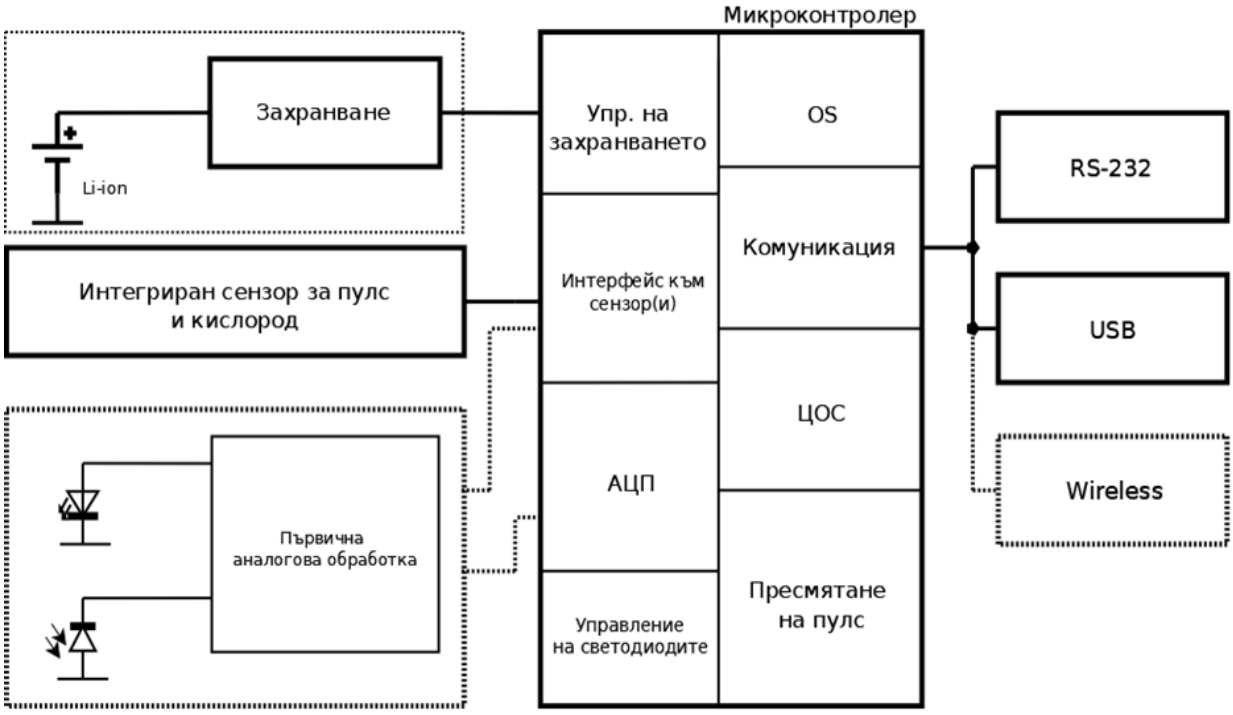
От представената графика се вижда, че разстоянията между върховете на електрокардиограмата, т.нар. RR интервали, съвпада с разстоянието между върховете на фотоплетизмограмата (PP интервали). Съгласно авторите на [4], [11] е възможно определянето на кръвното налягане чрез едновременното използване на електрокардиограма и фотоплетизмограма. За целта се използва метод, основан на закъснението на пулсовата вълна (pulse wave), измерено с фотоплетизмограф, спрямо QRS комплекса на електрокардиограмата. Това закъснение е времето между върховете на двете графики и е обозначено на фиг. 4 с PTT (pulse transit time).

Описание на устройство за снемане на фотоплетизмографски сигнал

На фиг. 5 е показана блокова схема на създаденото устройство за отчитане на пулс и съдържание на кислород в кръвта, посредством фотоплетизмографски метод. При създаването му са взети предвид няколко аспекта: минимални размери; достатъчна изчислителна мощност; възможност за използване на различни видове сензори – както интегрирани, така и дискретни.

Същият се използва и за зареждане на вградения енегроизточник в устройството.

В устройството могат да се разграничат няколко основни съставни блока:



Фиг. 5. *Блокова схема на създаденото устройство*

Създаденият прототип на устройство е портативен с приблизителни размери 85x55x10мм. Захранването се осъществява по два възможни начина: автономно от вградена Li-ion акумулаторна батерия или чрез кабел от стандартен USB2.0 порт.

Захранване – извършва се посредством специализирана интегрална схема за зареждане на Li-ion акумулатори, като управлението на захранването се осъществява с помощта на микроконтролера.

Сензор за пулс – използван е интегриран сензор MAX30100 на компанията Maxim Integrated [13]. Той съдържа следните поважни компоненти: инфрачервен светодиод за отчитане на пулса и червен светодиод за отчитане нивото на кислорода в кръвта; система за управление на тока през светодиодите; фотоприемник; система за филтриране на обкръжаващата светлина; аналогово-цифров преобразувател; интерфейсна шина за свързване към микроконтролер; температурен сензор.

Друга възможност е използването на стандартни сензори за многократна употреба със съединител DB-9. Като пример може да се посочи Nellcor DS-100A и съвместими с него [12].

За основен *изчислителен компонент* на създаденото устройство е подбран микроконтролер от фамилията SAM4S на компанията Atmel [13], който извършва основните задачи, свързани с обслужване на комуникациите, четене, управление на сензора (сензорите) и т.н.

Интерфейс за комуникация с външни устройства. Към момента за устройството са тествани два типа интерфейси:

- стандартен сериен RS-232;
- USB – устройството се разпознава като стандартен сериен порт (не се изисква инсталиране на драйвери);
- безжични – в процес на тестване са WiFi и 3G.

В зависимост от конкретните условия може да се използва подходящият интерфейс за връзка с околната среда.

Цифрова обработка на сигнала – благодарение на използването на производителен микроконтролер основните функции по първичната цифрова обработка на сигнала от сензора като осредняване, филтриране, премахване на артефакти и т.н., могат да бъдат програмирани да се извършват от самото устройство.

За управление на различните функции на устройството и връзките между отделните подсистеми е използвана операционна система за реално време с отворен код [14]. Създадена е софтуерна програма за персонален компютър, която визуализира получените данни, преобразува ги в подходящ за цифрова обработка формат и осигурява записването им в база от потребителски данни.

ТЕСТВАНЕ НА УСТРОЙСТВОТО И РЕЗУЛТАТИ

Създаденото устройство, базирано на фотоплетизмографския метод, е тествано върху доброволци на различни места на човешкото тяло: пръст, китка, ухо и др.

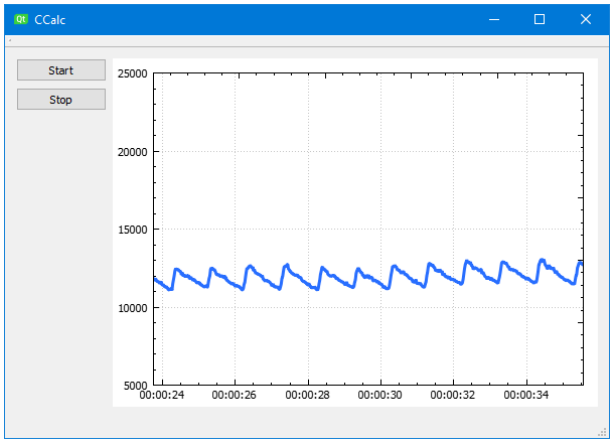
Изборът на използвания интерфейс зависи от оптималните съотношения между: избор на скорост за обмен на данните, избор на типа комуникация (еднопосочна/двупосочна), загуби, определени от броя на некоректно предадените пакети по линията за единица време; изисквания за консумация на електрическа енергия; изисквания за размери на устройството; цена и др. Безжичният интерфейс е разумен избор при спазване на горните изисквания.

Отчетените данни от създаденото устройство посредством избрания интерфейс, се предават към персонален компютър за визуализация и последваща обработка.

За онагледяване и извеждане на получените резултати от измерването на пулсовата крива в графичен вид и последващо съхранение на получените данни, е създадена софтуерна програма на Visual C++, работеща под операционната система Windows. На фиг. 6 е показана графиката на получения PPG сигнал при разположение на устройството на пръста на доброволец и използване на метода чрез отражение на светлината. Данните, показани на графиката не са обработени – не са извършвани филтрации, осредняванията, премахване на смущения и т.н.

Предимства на устройството, базирано на фотоплетизмографския метод:

- Висока чувствителност;
- Портативни размери и ниско тегло;
- Лесно за използване;
- Ниска цена;
- Възможност за позициониране на устройството на различни части от човешкото тяло;
- Работата на сензора не се влияе съществено от конкретното позициониране на устройството.



***Фиг. 6** Графика на PPG сигнала*

Наблюдавани отрицателни въздействия върху точността на изследванията:

- Зависимост на точността на работа на устройството от температурата на индивида и от околната температура;
- Влияние на външната светлина;
- Влияние на различни артефакти в резултат на движение на изследвания индивид, оптически смущения и състоянието на повърхността на биологичната тъкан на индивида.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При наблюдение работата на сърцето може да бъде използван фотоплетизмографският метод, който е подходящ при продължително изследване на пациенти и има предимството да осигурява по-добър комфорт на наблюдавания индивид в сравнение с конвенционалните методи. Описаното в доклада устройство за детекция на пулсовата вълна дава възможност за отдалечено следене на сърдечната дейност и може да бъде използван в системите за телеметрично мониториране на рискови пациенти със сърдечносъдови проблеми. Използването на

устройството ще подобри възможностите за проследяване и контрол на рискови групи пациенти, страдащи от сърдечносъдови заболявания.

REFERENCE

[1] J. Allen, „Photoplethysmography and its application in clinical physiological measurement", Physiological measurement, Vol. 28, № 3, pp. R1, 2007.

[2]T. Tamura, Y. Maeda, M. Sekine and M. Yoshida, „Wearable photoplethysmographic sensors - past and present", Electronics, № 2, pp. 282-302, 2014.

[3] J. Webster, "Medical instrumentation: application and design", John Wiley & Sons, 2009.

[4] Y. Yoon, J. Cho and G. Yoon, „Non-constrained blood pressure monitoring using ECG and PPG for personal healthcare", Journal of medical systems, Vol. 33, № 4, pp. 261-266, 2009.

[5] B. Nenova and I. Iliev, „An automated algorithm for fast pulse wave detection", Bioautomation, Vol. 3, № 14, pp. 203-216, 2010.

[6] Nenova-Baylova B, "Determination of Cardiac Activity in Extreme Situations", 2011, Autoreferate (in Bulgarian).

[7] R. Nikolova, "The Time to Distribute the Pulse Wave - a Method for the Study of the Functional Status of the Cardiovascular System", Bulgarian Medical Journal, Vol. 2, № 1, pp. 9-13, 2008 (in Bulgarian).

[8] I. Iliev, "Methods, Devices and Systems for Telemetric Monitoring of High Risk Patients with Cardiovascular Diseases", Autoreferate, 2011 (in Bulgarian).

[9] R. R. Anderson and J. A. Parrish, „The optics of human skin", Journal of investigative dermatology, pp. 13-19, 1981.

[10] B. Mainsah and T. Wester, „Design of a Dual Heart Rate Variability Monitor", Worcester polytechnic institute, 2007.

[11] Y. Kim and J. Lee, „Cuffless and non-invasive estimation of a continuous blood pressure based on PTT," Information Technology Convergence and Services (ITCS), 2010 2nd International Conference on, IEEE, 2010.

[12] http://www.medtronic.com/content/dam/covidien/library/global/multi/product/pulse-oximetry/DS100A_Manual_Multi_10051344C00.pdf".

[13] SAM4S ARM Cortex-M4 Microcontrollers, „http://www.atmel.com/products/microcontrollers/arm/sam4s.aspx".

[14]G. Nutt, "NuttX operating system user's manual", www.nuttx.org.

[15]Maxim, „Pulse Oximeter and Heart-Rate Sensor IC for Wearable Health, https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/sensors-and-sensor-interface/MAX30100.html".

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ХЪРСТ ЕКСПОНЕНТАТА ПРИ ВАРИАБИЛНОСТТА НА СЪРДЕЧНАТА ЧЕСТОТА ЧРЕЗ ДИСПЕРСИОНЕН АНАЛИЗ И ИНДЕКС НА ДИСПЕРСИЯТА

DETERMINING THE HURST EXPONENT OF HRV BY DISPERSION ANALYSIS AND DISPERSION INDEX

Galya Georgieva-Tsaneva
Institute of Robotics - Bulgarian Academy of Sciences

Abstract

In this paper, two different methods for the estimation of the Hurst exponent are presented: a method based on Dispersion Analysis and a method based on Index of Dispersion for Counts. Both methods are applied in this paper to Heart Rate Variability data. The obtained results demonstrate the effectiveness of the presented methods depicted for biomedical signal processing.

Keywords: Electrocardiogram, Holter signal, Heart Rate Variability, Hurst Exponent, Dispersion Analysis, Index of Dispersion for Counts.

ВЪВЕДЕНИЕ

Посредством определяне на Хърст експонентата на вариабилността на сърдечната честота (ВСЧ) могат да бъдат определени фракталните свойства на времевата кардиологична серия. Хърст експонентата на ВСЧ се оценява от научните изследователи предимно чрез R/S метода. Докладът разглежда приложение на два статистически метода за определяне на експонентата на Хърст, базирани на дисперсионен анализ и посредством определяне индекса на дисперсията. Представените алгоритми са приложени върху кардиологични последователности от вариабилност на сърдечната честота (ВСЧ).

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ДИСПЕРСИОННИЯ АНАЛИЗ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ХЪРСТ ЕКСПОНЕНТАТА

Същност на метода. Разработеният от П.А.Фишер дисперсионен анализ (ANOVA - **An**alysis **o**f **Va**riance), анализиращ отношението между две случайни променливи – зависима и независима (наречена още фактор), е приложен за оценка на хърст експонентата при ВСЧ серии. В доклада е използван едномерен, еднофакторен модел на ANOVA.

Методът с дисперсионния анализ е базиран на следното свойство на стохастичните процеси: Дисперсията на обобщения стохастичен процес X_m намалява по-бавно отколкото реципрочната стойност на d_{win} [2]:

$$Var(X_{d_{win}}) \sim const.d_{win}^{-\beta_1}, \quad 0 < \beta_1 < 1, \qquad (1)$$

където: *const* – положителна константа;

$d_{win} \geq 1$ - размер на блоковете, на които е разделен обобщения процес $X_{d_{win}}$.

При дисперсионния анализ на дадена RR серия, тя се разглежда като последователност от обобщени сегменти. Зависимата променлива при анализа се явява дисперсията на обобщената кардиологична серия, за независима променлива (фактор) е избрана дължината на сегмента d_{win}, който е част от RR последователността.

Анализът включва изчертаване графичната зависимост на $Log(Var(X_{d_{win}}))$ от $Log(d_{win})$ за различни стойности на d_{win}. За оценка на стойността на β_1 се използва наклона на регресионната линия, изчислена

по метода на най-малките квадрати. Вземайки предвид отношението $H = 1 - \beta_1/2$ [4], оценката на хърст експонентата се определя от зависимостта:

$$\hat{H} = 1 - \hat{\beta}_1 / 2, \quad (2)$$

където:

$\hat{\beta}_1$ - наклон на регресионната линия;

$\hat{H}$ - определената стойност на хърст експонентата.

Относителната грешка на изчислената хърст експонентата се определя по формулата [1]:

$$\Delta H = \frac{|\hat{H} - H|}{H}.100\%, \quad (3)$$

където:

$\hat{H}$ - определената стойност на хърст експонентата;

H – действителната (изследвана) стойност на хърст експонентата.

Стъпки на алгоритъма по метода с дисперсионен анализ:

1. Инициализиране на входните параметри:
   d_{win} - дължина на най-малкия сегмент;
   N - дължина на кардиологичната серия;

2. Разделяне на времевата ВСЧ серия на еднакви сегменти с размер на сегмента d_{win} (брой RR интервали), при което се получава обобщената серия: $\{RR_m(1), RR_m(2), \ldots, RR_m(k)\}$.

3. За всеки i - ти сегмент от обобщената RR серия се изчислява средната стойност по формулата [5]:

$$RR_{d_{win}}(i) = \frac{1}{d_{win}} \sum_{j=1}^{d_{win}} RR((i-1)d_{win} + j), \quad (4)$$

$$i = 1, \ldots, \frac{N}{d_{win}}$$

където: .

4. Определяне на средната стойност на обобщената серия:

$$\mu = \overline{RR}_m = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^{k} \overline{RR}_m(j). \quad (5)$$

5. Изчисляване на дисперсията на обобщената серия по формулата [5]:

$$\sigma_m^2(RR_m) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{k} \left(RR_m(i) - \mu\right)^2 .(6)$$

6. Стъпките от 2 до 5 се повтарят с различни стойности за размера m на избрания сегмент (m = 8, 16, 32, 64….).

7. Определяне на регресионното уравнение, даващо връзката между $Log(Var(X_{d_{win}}))$ и $Log(d_{win})$. Изчисляване на следните регресионни коефициенти:
   $\hat{\beta}_0$ - от пресечната точка на регресионната линия с ординатната ос;
   $\hat{\beta}_1$ - наклон на регресионната линия.

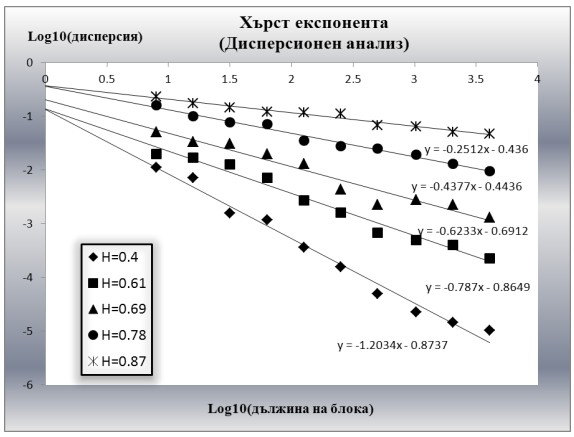
8. Определяне на хърст експонентата по формула (2).

Описаният алгоритъм е програмно реализиран на C++ в среда на Microsoft Visual Studio.

Анализ на метода. Анализът на статистическия метод с дисперсионен анализ е направен относно точното определяне на експонентата на Хърст. Приложението на ANOVA анализа върху ВСЧ данни е извършено върху симулирани ВСЧ данни с 4096 (2^{12}) интервала. Хърст експонентата е определена при симулирането на 12 ВСЧ серии за различни входни стойности на H (0.4, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9).

На фиг. 1 са показани графичните зависимости на $Log(\text{дисперсия})$ от $Log(d_{win})$ за петте различни входни стойности на хърст експонентата, начертани са и съответните регресионни прави. От фигурата се вижда, че получените графичните зависимости са линейни.

С метода на най-малките квадрати са определени регресионните коефициенти: $\hat{\beta}_0$ и $\hat{\beta}_1$ и са показани в таблица 1.



***Фиг. 1**. Оценка на хърст експонентата чрез метода на дисперсионния анализ*

Табл. 1. Регресионни коефициенти при метода на дисперсионния анализ

Хърст експонента	Регресионни коефициенти	
	$\hat{\beta}_0$	$\hat{\beta}_1$
0.4	-0.8737	-1.2034
0.6	-0.8649	-0.787
0.7	-0.6912	-0.6233
0.8	-0.4436	-0.4377
0.9	-0.436	-0.2512

Регресионното уравнение на връзката между $Log(\text{дисперсия})$ и $Log(d_{win})$ при входна стойност H=0.6 (фиг. 1) се дава с израза:

$Log(\text{дисперсия})$ = -0.8649 – 0.787 $Log(d_{win})$.

Уравнението на линейната регресия при входна стойност на експонентата H=0.8 (фиг. 1) е:

$Log(\text{дисперсия})$ = -0.4436– 0.4377 $Log(d_{win})$.

С формула (2) е изчислена Хърст експонентата по метода на дисперсионния анализ. В табл. 2 са дадени определената стойност $\hat{H}$ и относителната грешка $\Delta H(\%)$ (изчислена по формула 3) при различни входни стойности на хърст експонентата. Относителната грешка при определяне на хърст експонентата нараства с повишаване стойността на входния параметър. Относителната грешка достига максимална стойност 2.84% при H=0.9.

Табл. 2 Относителни грешки при определяне на хърст експонентата с дисперсионен анализ

Хърст експонента – входна стойност	Хърст експонента и относителна грешка	
	$\hat{H}$ определена стойност	$\Delta H(\%)$ относителна грешка
0.4	0.3983	0.43
0.6	0.6065	1.08
0.7	0.6884	1.66
0.8	0.7812	2.36
0.9	**0.8744**	**2.84**

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДА ИНДЕКС НА ДИСПЕРСИЯТА ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ХЪРСТ ЕКСПОНЕНТАТА

Същност на метода. Статистическият метод индекс на дисперсията [3] се използва за описване неравномерностите на изследваните времеви кардиологични серии. Индексът на дисперсията се определя от отношението на дисперсията към математическото очакване на броя информационни единици (RR интервали при ВСЧ сериите) за даден интервал от време. Методът определя промяната на времевата серия при различни времеви скали. Нека $\{RR_1, RR_2, ..., RR_n\}$ определя RR интервалите, отчетени в последователни времеинтервали с предварително зададена дължина T. Индексът на дисперсията за t последователни времеинтервала се определя с формулата [3]:

$$IDC(t) = \frac{\sigma^2\left[\sum_{i=1}^{t} RR_i\right]}{E\left[\sum_{i=1}^{t} RR_i\right]} \qquad (7)$$

Стъпки на алгоритъма по метода индекс на дисперсията:

1. Инициализиране на входните параметри:

$d_{\min}$ - дължина на най-малкия сегмент;

N - дължина на кардиологичната серия.

2. Разделяне на изследваната времева серия от RR интервали с дължина *t* на непокриващи се сегменти.

3. Определяне дисперсията на $\{\sum_{i=1}^{t} RR_i\}$ за всеки сегмент.

4. Изчисляване на индекса на дисперсията за всеки сегмент по формула (7).

5. Изчертаване графичната зависимост на $Log(IDC(t))$ от $Log(t)$.

6. Определяне наклона $\hat{\beta}_1$ на регресионната линия.

7. Определяне на хърст експонентата по формулата [4]:

$$\hat{H} = \frac{1}{2}(1 + \hat{\beta}_1) \quad (8)$$

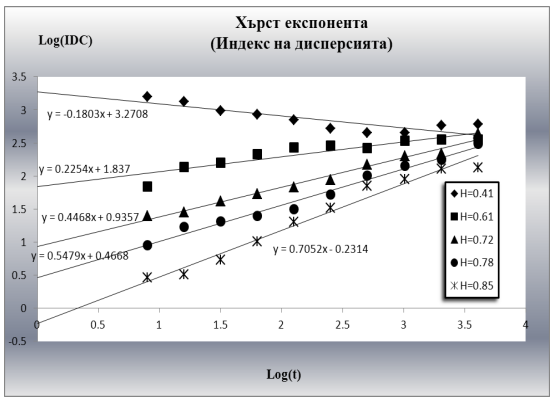
Описаният алгоритъм е програмно реализиран на C++ в среда на Microsoft Visual Studio.

Анализ на метода. Анализът на статистическия метод с индекс на дисперсията е направен относно точното определяне на Хърст експонентата при кардиологични данни.

Описаният метод, използващ индекс на дисперсията, е приложен върху симулирани ВСЧ данни с дължина 4096 (2^{12}) кардиоинтервала. Хърст експонентата е определена за всяка от симулираните 12 ВСЧ данни за 5 различни стойности на *H*.

Графичните зависимости на $Log(IDC)$ и $Log(t)$ и съответните регресионните прави са показани на фиг. 2. Получените графични зависимости са линейни.

С метода на най-малките квадрати са определени регресионните коефициенти: $\hat{\beta}_0$ и $\hat{\beta}_1$ и са показани в таблица 3.



Фиг. 2. *Оценка на хърст експонентата чрез метода индекс на дисперсията*

Табл. 3. Регресионни коефициенти при метода с индекс на дисперсията

Хърст експонента	Регресионни коефициенти	
	$\hat{\beta}_0$	$\hat{\beta}_1$
0.4	3.2708	-0.1803
0.6	1.837	0.2254
0.7	0.9357	0.4468
0.8	0.4668	0.5479
0.9	-0.2314	0.7052

Регресионното уравнение на връзката между $Log(IDC)$ и $Log(t)$ при входна стойност H=0.4 (фиг. 2) се дава с израза:

$Log(IDC)$ = 3.2708 - 0.1803 $Log(t)$.

Уравнението на линейната регресия при входна стойност на експонентата H=0.7 (фиг. 2) е:

$Log(IDC)$ = 0.9357 + 0.4468 $Log(t)$.

С формула (8) е изчислена Хърст експонентата по метода с индекс на дисперсията.

Определената средна стойност $\hat{H}$ за всички симулирани ВСЧ последователности и относителната грешка $\Delta H(\%)$ за петте различни входни стойности на хърст експонентата са дадени в табл. 4. Относителната грешка при определяне на хърст експонентата при кардиологичните последователности е със стойности по-големи от 2 %, наблюдава се тенденция на нарастване при повишаване стойността на входния параметър и има най-висока стойност от 5.27% при H=0.9.

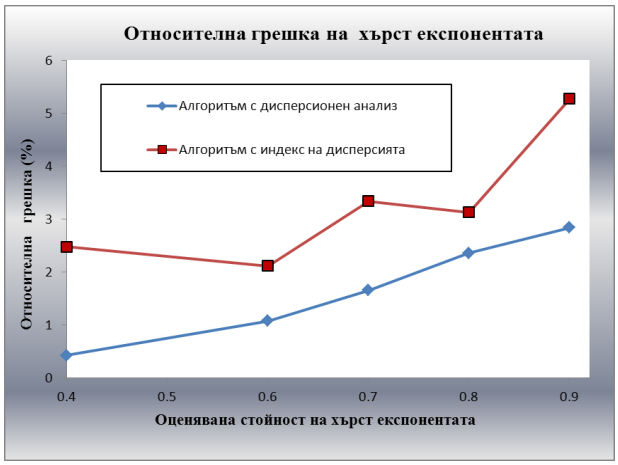
Табл. 4 Относителни грешки при определяне на хърст експонентата с индекс на дисперсията

Хърст експонента – входна стойност	Хърст експонента и относителна грешка	
	$\hat{H}$ (средна стойност)	$\Delta H(\%)$ (относителна грешка)
0.4	0.4099	2.48
0.6	0.6127	2.12
0.7	0.7234	3.34
0.8	0.775	3.13
0.9	**0.8526**	**5.27**

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ДВАТА МЕТОДА

Графично представяне на получените относителни грешки при определяне на хърст експонентата е дадено на фиг. 3.

При метода с дисперсионния анализ се наблюдава нарастване на относителната грешка при определяне на хърст експонентата с повишаване стойността на входния параметър.



Фиг. 3. Относителни грешки при определяне на хърст експонентата

Получените резултати с алгоритъма, използващ индекс на дисперсията, показват приемлива точност при определяне на хърст експонентата.Този статистически метод използва малко на брой изчислителни операции и не изисква големи процесорни ресурси, поради което би могъл да бъде много ефективен при приложение при продължителни (24 часа и повече) кардиологични данни.

Сравнителният анализ на двата разгледани метода показва по-ниски стойности на относителната грешка при определяне на хърст експонентата при метода с дисперсионен анализа (стойности по-малки от 2.9%, като максималната стойност на грешката се достига при H=0.9). Относителната грешка при определяне на хърст експонентата при кардиологичните последователности с метода с индекс на дисперсията е със стойности по-големи от 2 % за всички изследвани стойности на входния параметър, наблюдава се тенденция на нарастване при повишаване стойността на H и достига максимална стойност (при H=0.9) по-голяма от 5%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В доклада са представени резултатите от приложението на два статистически метода: метод с дисперсионен анализ и метод с индекс на дисперсията, за определяне на експонентата на Хърст при последователности от вариабилност на сърдечната честота.

Изследванията показват постигане на по-висока степен на точност (постигане на минимална относителна грешка на H от 0.43%) при метода с дисперсионния анализ спрямо метода индекс на дисперсията. По тази причина метода с дисперсионния анализ се оказва по-подходящ за оценка фракталните свойства при кардиологичните данни. От друга страна изчислителните операции, при получаване на хърст експонентата с метода индекс на дисперсията са много по-малко на брой, поради което този метод може да бъде използван с успех при определяне фракталността на продължителни кардиологични данни.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ciftlikli C., A. Gezer, “Comparison of Daubechies wavelets for Hurst parameter estimation”, Turk J Elec Eng and Comp Sci, Vol18, No 1, pp.117-128, 2010.

[2] Gospodinova E, M. Gospodinov, “Fractal and multifractal analysis of medical data”.

International Conference Automatics and Informatics'13, 03-07.10.2013, Sofia, Bulgaria, Proceedings: ISSN 1313-1850, CD: ISSN 1313-1869, pp. I-17–I-24.

[3] Gusella R., "Characterizing the Variability of Arrival Processes with Indexes of Dispersion", IEEE Journal on Selected Areas in Comm., No 9, pp.203-211, 1999.

[4] H.-D. J. Jeong, D. McNickle and K. Pawlikowski. "Hurst Parameter Estimation Techniques: A Critical Review". In Proceedings of ORSNZ, Conference Twenty Naught One, pp. 165-172, Christchurch, New Zealand, 2001.

[5] Merati G., M.D.Rienzo, G.Parati, A.Veicsteinas, P.Castiglioni, "Assessment of the autonomic control of heart rate variability in healthy and spinal-cord injured subjects: Contribution of different complexity-based estimators", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol.53, No 1, pp.43-52, 2006.

AN IOT SYSTEM FOR MONITORING ENVIRONMENTAL CONDITIONS AND ORIENTATION OF THE TELESCOPE

Dejan Vujičić[1], Željko Jovanović[1], Dijana Jagodić[1], Rade Pavlović[2], Nebojša Mitrović[1], Siniša Ranđić[1]
[1]*Faculty of Technical Sciences in Čačak, University of Kragujevac, Serbia*
[2]*Astronomical Observatory, Belgrade, Serbia*

Abstract
This paper describes the system based on Raspberry Pi with Sense HAT expansion board. This system is used for collecting the sensor data and sending to the cloud-based service. The environmental sensor data collected are temperature, humidity, and barometric pressure. The orientation sensor data collected are rotation angles around axes of the board, yaw, pitch, and roll. These data determine orientation and weather condition of the telescope. The Internet of Things concept is enclosed in ThingSpeak cloud platform for collecting and analyzing the data. This approach facilitates the remote maintenance of the telescope orientation and in situ weather conditions.

Keywords: cloud, Inertial Measurement Unit, Internet of Things, orientation, Raspberry Pi, Sense HAT, sensors, telescope, ThingSpeak.

INTRODUCTION

Internet of Things (IoT) concept has become vastly popular because of ability to send data to cloud-based services, and their remote analysis and visualization. Systems that intent to use IoT services have to include sensor devices and possibility to access the Internet via corresponding data transmission protocol. Due to the process of miniaturization of computer devices, it has become possible to integrate relatively great processing power with all the circuitries necessary into a board of the credit card size.

Raspberry Pi has become one of the most popular computer boards for IoT platforms. It has great possibilities for integration and expansion with large number of additional boards and software integrated into one of the operating systems that can be run on Raspberry Pi. Its third revision, Raspberry Pi 3 Model B, with integrated WiFi and Bluetooth module, along with Ethernet module, has great connecting possibilities and represents an excellent choice for an IoT system.

This paper represents continuation on our previous work on gathering Euler angles for representation of the telescope orientation [1]. We have tried a new approach with different hardware and software, and after all, with different system architecture. This system is at this point designed as a proof-of-concept, and its further development is planned and explained in this paper.

RASPBERRY PI AND SENSE HAT

The system for collecting data used is consisted of Raspberry Pi 3 Model B, and Sense HAT sensor board. Raspberry Pi 3 is small, but powerful single-board computer system that since its first appearance in 2012 has gained incredible popularity as teaching, but also scientific instrument. Its appearance is shown in Fig. 1 [2].

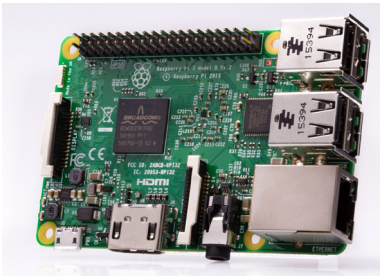


Fig. 1. *Raspberry Pi 3 Model B board*

The specifications of the Raspberry Pi 3 Model B computer system are as follows [2]:

- **SoC**: Broadcom BCM2837

- **CPU**: 4 x ARM Cortex-A53 @ 1.2GHz
- **GPU**: Broadcom VideoCore IV
- **RAM**: 1GB LPDDR2 @ 900MHz
- **Networking**: 10/100 Mbps Ethernet, 2.4GHz 802.11n wireless
- **Bluetooth**: Bluetooth 4.1 Classic, Bluetooth Low Energy
- **Storage**: microSD
- **GPIO**: 40-pin header
- **Ports**: HDMI, 3.5mm analogue audio-video jack, 4x USB 2.0, Ethernet, Camera Serial Interface (CSI), Display Serial Interface (DSI).

Raspberry Pi supports several operating systems, e.g. Raspbian, Ubuntu Mate, Windows 10 IoT Core, XBMC, etc. In our case, Raspberry Pi is powered by Raspbian, the official Debian Linux distribution, maintained by the Raspberry Pi foundation. It comes preloaded with Python and Wolfram Mathematica programming tools, among other software.

Sense HAT expansion board has been publicly available since its usage in Astro Pi mission on the International Space Station (ISS) in 2015. It represents multi-sensor board with LED matrix and joystick. Its appearance is shown in Fig. 2 [2].

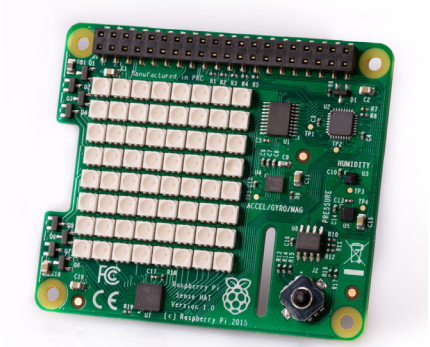


Fig. 2. *Sense HAT expansion board*

Sense HAT board specifications are as follows [2]:

- **Inertial measurement sensor**: ST LSM9DS1
- **Barometric pressure and temperature sensor**: ST LPS25H
- **Relative humidity and temperature sensor**: ST HTS221
- **PCB-mounted 5-button miniature joystick**: Alps SKRHABE010
- **Standard Pi Camera Module**
- **Pi NoIR Camera Module**
- **8x8 RGB LED matrix with ~60fps refresh rate and 15-bit color resolution**: Cree CLU6AFKW/ CLX6AFKB
- **Microcontroller unit for driving the LED matrix and scanning for joystick input**: Atmel ATTINY88.

Its inertial measurement unit represents a 9DOF (Nine Degrees of Freedom) sensor which consists of three-axes accelerometer, gyroscope, and magnetometer. It can output each sensor values in all three axes, as well as their combination of Euler orientation angles, yaw, pitch, and roll. The orientation of axes is shown in Fig. 3 [3].

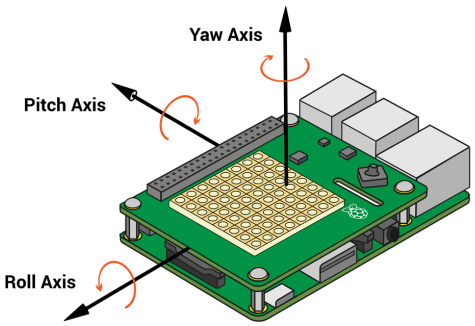


Fig. 3. *Orientation of axes on Sense HAT*

The programming of the Sense HAT board has been greatly facilitated with Python `sense_hat` API [4]. It consists of methods for LED matrix manipulation, environmental sensors readings, IMU sensor readings, and joystick events handling.

THINGSPEAK IOT CLOUD PLATFORM

ThingSpeak represents a Mathworks IoT platform with MATLAB analytics [5]. It's easy to use IoT solution for collecting, analyzing, and acting upon data received. It provides the following possibilities [5]:

- Collect data in private channels
- Share data with public channels
- RESTful and MQTT APIs for creating, sharing, updating, clearing, and deleting a channel
- MATLAB analysis and visualization of data
- Monitoring and alerts on channel inactivity (via TalkBack or Twitter)
- Event scheduling with email notifications
- Working with numerous hardware and software platforms, such as Arduino,

Raspberry Pi, ESP8266 WiFi, Particle Photon, Android, iOS, Twitter, Twilio, and MATLAB.

In order to use ThingSpeak, one must have MathWorks account, which can be created for free. Upon that, each user is assigned with two unique API keys for reading and writing to the channels. Each channel is supported to be assigned to a single sensor device. It can have up to eight fields, meaning that eight different values can be transmitted from each device in one channel. Channel and field manipulations are managed through RESTful GET requests.

Each channel has unique ID and name, and can have description, metadata, tags, link to external site, elevation, location data, and YouTube or Vimeo video showing. Channels can be shared for public view, and their data can be exported in CSV format, but also data can be imported to channel in the same format.

SYSTEM DESCRIPTION AND RESULTS

The system consists of Raspberry Pi 3 Model B with Sense HAT board, powered with AC-DC 5V adapter. It has Raspbian OS installed with Python code for collecting and sending data running. It is connected via HDMI to the PC monitor and access to the Internet is made with WiFi connection. The system was mounted on telescope for a short period of time, and the results were monitored on the remote computer.

The application for collecting and sending data was developed in Python. It was supposed to run indefinitely, with pausing of one second between the measurement readings. The system schematic is shown in Fig. 4.

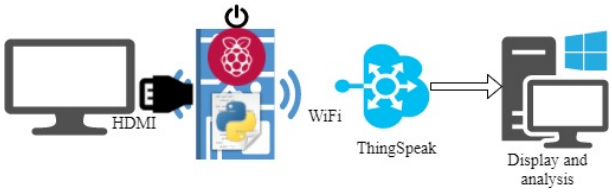
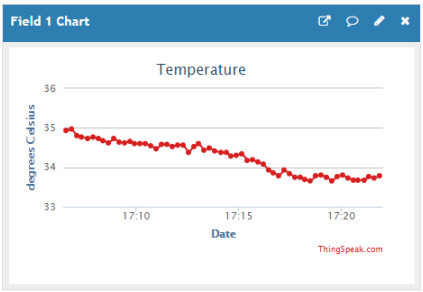


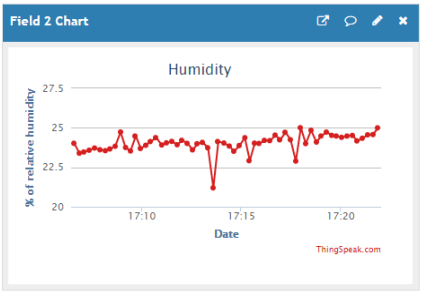
Fig. 4. *The schematic of the system*

The received data charts are shown in Fig. 5. Since this system is at this stage supposed to be proof-of-concept, the data were collected for a small period of time.

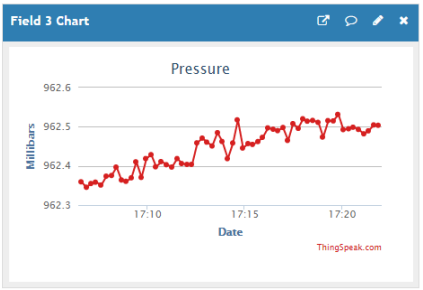
a)



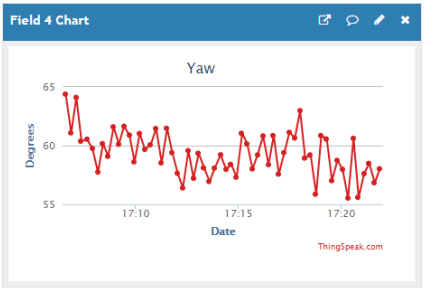
b)



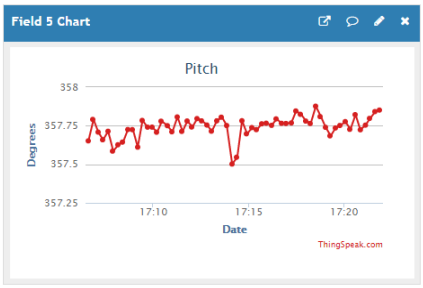
c)



d)



e)



f)

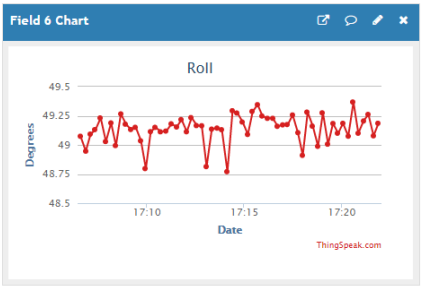


Fig. 5. *The ThingSpeak charts of: a) temperature, b) relative humidity, c) barometric pressure, d) yaw, e) pitch, and f) roll*

For this stage of the system design, we didn't test for the accuracy of the readings, especially Euler angles which would be used to get azimuth and elevation of the celestial object the telescope is pointing at.

ThingSpeak platform has numerous templates for visualization of data correspondences. One of them is the relationship between temperature and humidity. All you have to do is to enter your API key, channel ID, and corresponding fields numbers, and MATLAB will create a chart. For this situation, that chart is shown in Fig. 6.

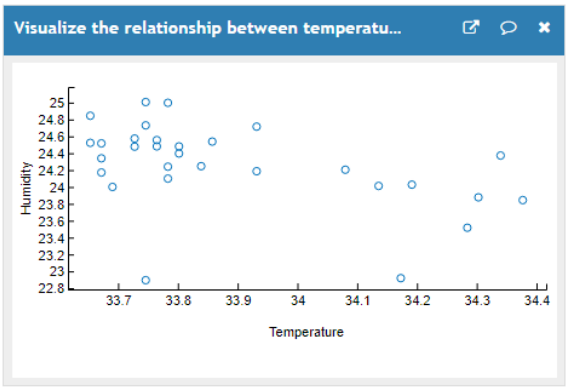


Fig. 6. *The relationship diagram between temperature and humidity*

This system is supposed to become remote station for monitoring weather conditions and orientation of the telescope. Future work includes calibration of IMU sensors, checking for correct readings, analyzing any possible drifts or errors occurring, and developing an application that will calculate azimuth and elevation, and after that, right ascension and declination of the object the telescope is pointing at.

CONCLUSION

The system presented in this paper embodies all the important aspects of IoT concept. It has sensor data acquisition unit with possibilities for data transfer to the cloud-based IoT service.

In this concrete situation, the selection is made of Raspberry Pi 3 Model B with Sense HAT board, Raspbian OS with Python code running, and WiFi connectivity to ThingSpeak IoT platform with powerful MATLAB analytics for data interpretation and visualization.

In this paper we proved that this system is viable and can be easily implemented. It doesn't cost much, the IoT platform is free to use, and available Python libraries and APIs for Raspberry Pi and Sense HAT greatly facilitate the process of data acquisition and transmission.

It remains as a future development to calibrate sensors and check for correct readings, as well as some possible system improvements in the manners of autonomic power supply.

ACKNOWLEDGMENT

The work presented in this paper was funded by grant TR32043 for the period 2011-2017, by the Ministry of Education, Science, and Technological Development of the Republic of Serbia.

REFERENCE

[1] D. Vujičić, R. Pavlović, D. Jagodić, U. Pešović, D. Marković, S. Randjić, "An Attitude Determination System Based on Inertial Measurement Unit", in *Proceedings of International Scientific Conference UNITECH 2016*, 18 – 19 November 2016, Gabrovo, Bulgaria, pp. I-281-286

[2] Raspberry Pi Foundation, available at: https://www.raspberrypi.org (last accessed on October 9, 2017)

[3] Raspberry Pi Learning Resources, Astro Pi Guide, available at: https://www.raspberrypi.org/learning/astro-pi-guide/sensors/movement.md (last accessed on October 9, 2017)

[4] Sense HAT API Reference, available at: https://pythonhosted.org/sense-hat/api/ (last accessed on October 9, 2017)

[5] ThingSpeak IoT Platform Website, available at: https://thingspeak.com (last accessed on October 9, 2017)

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

МОНИТОРИНГ НА СРЕДСТВАТА ЗА НАВИГАЦИОННО ОСИГУРЯВАНЕ

MONITORING OF TECHNICAL NAVIGATION TOOLS

Stanislav Simeonov
University „Prof. Dr. Assen Zlatarov", Burgas

Asen Iliev
University „Prof. Dr. Assen Zlatarov", Burgas

Neli Simeonova
University „Prof. Dr. Assen Zlatarov", Burgas

Abstract

With the growth of information and communication technologies, the opportunities for monitoring, real-time data exchange and remote diagnostics of a number of systems are enhanced. They are a condition for the automation of navigation equipment used in the ports and the aquatic environment of the Republic of Bulgaria. The article presents a system for remote monitoring of specialized navigation objects. It is characterized by a simple structure, low consumption and high reliability.

Keywords: Navigation Tools, Communication, Real Time, Monitoring.

ВЪВЕДЕНИЕ

С развитието на информационните и комуникационните технологии се повишават възможностите за мониторинг, обмен на данни в реално време и отдалечена диагностика на редица системи. Повишава се и пропускателната способност на комуникационните канали. Намаля се времето за реакция и се повишават възможностите за регистриране и обработка на голямо количество информация. Намаля се времето за реакция и обслужване на дадена заявка. Приложението на тези технологии се наблюдава в редица системи за осигуряване на условия на безопасно корабоплаване. Пример за това са системите GMDSS.A, AIS и RDF, осигуряващи комуникациите, идентификация и следене на плавателните съдове, навлизащи в територията на пристанищата. Съдовете, подхождащи към пристанището разчитат на комбинация от глобални навигационни системи и карти и средства за навигационно осигуряване (СНО) намиращи се на територията на пристанището, които формират безопасен коридор за достигане до място за акостиране.

Наличните СНО са статични и осигуряват непрекъсна сигнализация и коректно позициониране. В противен случай е възможно навлизането на съдове в забранени или опасни територии, повреди, а дори и заплаха за околната среда. Намиращото се на територията на пристанище Бургас СНО представлява съвкупност от буйове със съответната им светлинна сигнализация. Буйовете биват три вида – „канален", „малък морски" и входни по-известни като „японски". Оборудването им до момента се състои от мигаща лампа, соларни панели и акумулатори.

За разлика от съвременните буйове [1] настоящите са метални и не притежават система за позициониране, известяване и диагностика. Липсата на подобна система ограничава възможностите за мониторинг и от там разпознаване на аварийни ситуации, като нарушаване на херметичността и проникване на вода в електронното управление на оптичната система, изправност на захранването и сигнализацията. Тези ситуации се установяват от екипажите на патрулиращите морски съдове или при периодични обхождания. Това допълнително

оскъпява отстраняването на авариите и увеличава срока на ремонтните дейности. Друг проблем е потенциалната опасност за кражба на оборудването и акумулаторите, което води до допълнителни разходи за поставяне на ново оборудване.

Горепосочените фактори обосновават нуждата от изграждане на модернизирана система за мониторинг на съществуващите СНО, която ще удовлетвори потребностите на организациите, обслужващи наличните СНО и ще намали разходите по поддръжка и аварии, подобрявайки обслужването им.

КОНЦЕПЦИЯ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА СПЕЦИАЛИЗИРАНО НАВИГАЦИОННО ОБОРУДВАНЕ

А. Обща структура на навигационен буй

Навигационният буй представлява закотвено плаващо тяло, имащо функцията на морски знак. Навигационният буй е закрепен на морското дъно и указва наличие на рифове, плитчини, препятствия и други налични опасности или маркира морските пътища на корабите от входящия и изходящия трафик на дадено пристанище. На фиг. 1 е показан общ изглед на сигнална кула за навигационен буй, използвана в акваторията на пристанищата в Република България. Задачите, които могат да бъдат изпълнявани от тази сигнална кула са следните:

- наблюдение и мониторинг на морето и крайбрежието – реализира се мониторингова система, която на базата на стационарен сигнал и множество измервателни точки генерира информация за системата за наблюдение;
- измерване на повърхностни параметри – на база на сензори се измерва дълбочина, температура, координати и др.;
- измервания на дълбочинни параметри – химически и биологични фактори на околната среда;
- навигационният буй служи за маркировка.

Както беше посочено по-горе, настоящите навигационни кули са пасивни и реализират единствено и само светлинна маркировка на корабните трасета.

Фиг. 1. *Общ изглед на навигационна кула.*

За да бъде избрано оптимално решение за реализация трябва да се разгледат предимствата и недостатъците на интелигентните системи:

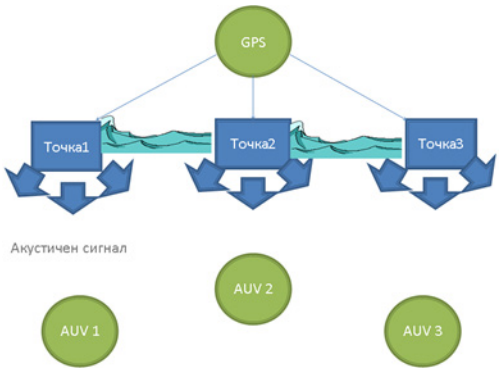
- Предимства:
  - не е необходимо калибриране на системите относно тяхното местоположение;
  - сравнително опростена система за автоматизация;
- Недостатъци:
  - ако дълбочината е сравнително голяма, се създават условия за дрейф на навигационния буй;
  - позицията на всяка точка трябва да е обект на непрекъснат мониторинг.

В. Концептуална схема за реализация

Модернизацията на плаващите и на наземните средства за навигационно осигуряване (СНО) в акваторията на пристанище Бургас към момента се ограничава до подмяна на светооптичните системи. Няма изградена система за контрол на тяхното местоположението и техническо състояние. Не са модернизирани и останалите СНО в териториалните води и морските пристанищата с национално значение, отговорност на ДП ”Пристанищна инфраструктура”. Модернизацията на системата от СНО ще удовлетвори потребностите на корабоплаването в районите на Черноморските пристанища. Пилотските служби и на службите, поддържащи системата от буйове и други СНО от точна навигационна информация, свързана с безопасността на корабоплаването ще бъдат улеснени. На тях ще се предостави допълнителна техническа информация, необходима за надеждната екс-

плоатация, и ще допринесе за подобряване на организацията по превантивното и периодично техническото обслужване на системата на качествено по-високо ниво на автоматизация и точност [2]. На фиг. 2 е показана концептуална схема, позволяваща реализация на система за интелигентен мониторинг. Специфичните за тази архитектура свойства могат да се обобщят по следния начин:

- централизирана комуникация – за разлика от класическите комуникационни мрежи, отделният обект има не толкова значителна роля. По важна е цялостната съвкупност на събраните резултати;
- ограничено количество ресурси – към отделните компоненти са налични голямо количество ограничения, свързани предимно с изчислителни, комуникационни и енергийни ресурси;
- динамика – в контекста на мобилните сензорни мрежи, мобилността е едно основно качество;
- скалируемост – необходимо е да се гарантира увеличаване на броя на отделните комуникационни точки.



Фиг. 2. *Обща структура на система интелигентни СНО.*

Задачите, които трябва да се изпълняват могат да се обобщя по следния начин:

- детекция на събития – асинхронно разпознаване на отделни специфични събития от околната среда или свързани с определени обекти;
- събиране на измервателни данни и тяхното съхраняване – непрекъснато и/или респ. периодично приемане на измервателни резултати в предварително дефиниран и/или адаптивен цикъл;
- идентификация и проследяване на събития и обекти.

ОБОСНОВКА ЗА РЕАЛИЗАЦИЯ

Общите постановки, формулирани погоре налагат да се направи кратка обосновка на системата [2]. С оглед на съществуващите реализации, е необходимо да се уточни, че не всички налични решения са възможни, поради спецификата на изделието, което ще се изготви [3,4]. Това се дължи на недостатъците на някои от решенията. Възможно е и използване на готови решения, които обаче не са проектирани за специфичните условия и режим на работа на настоящата система. Те притежават модули, които не са от интерес за настоящата задача, като например метеорологична станция, не се предава структурата на данни, която касае конкретната задача, кодът на приложенията е затворен и не на последно място цената им е висока. Всичко това говори за не толкова гъвкаво решение и ги изключва от възможните варианти [5,6,7].

При избора на навигационния приемник е необходимо да се избере такъв, който поддържа всички налични спътникови системи – NAVSTAR, GLONASS. За да се постигне сигнал с ниво над прага на отношението сигнал – шум (46.5 dB) се използват антени с коефициент на усилване >10 dB, съгласувани с фидерния тракт (50Ω). Други показатели за избора на навигационен приемник са относително малките размери, високата производителност и наличието на голям брой стандартни комуникационни интерфейси като RS232.

При избора на комуникационна система се съблюдават няколко характеристики:

- Пропускателна способност на канала;
- Размери и консумация;
- Универсалност;
- Разходи по заплащане на лицензи за честоти;
- Тип комуникационни интерфейси;
- Температурен диапазон на работа.

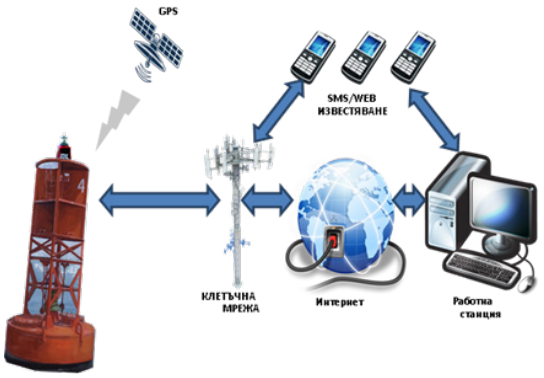
От така разгледаните варианти най-подходящ се явява GSM GPRS/WCDMA, поради следните фактори: лесната употреба,

опростена комуникация и предаване на данни, наличие на универсални интерфейси, висока устойчивост. Единственият разход при този вариант е месечната такса на абонамента. Предимство е и възможността за висикоскоростно предаване на данни.

Може да се направи заключението, че един оптималният вариант за подобна система е микропроцесорна система на база на PIC 18, приемаща данните от GPS модула MT3333 по сериен интерфейс и предаваща ги към GSM модул SIM900 към пакетната мрежа. За захранващ източник се използва батерия с капацитет 10 АЧ, като това осигурява автономност спрямо захранването на СНО и работоспособност на системата за поне 3 дни след преустановяване на главното захранване. Херметичността се осигурява от кутия със степен на защита IP68. Сигурността на системата се гарантира от алармената система, тампер контактите и закрепващите елементи.

ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОБЩА СХЕМА НА ПРЕДЛОЖЕНАТА МОНИТОРИНГОВА СИСТЕМА

След представените по-горе изисквания и функционални блокове на системата и обосновка на техните предимства и недостатъци следва да се представи системата като функционалност за потребителя.



Фиг. 3. *Функционална схема на системата*

Това е показано на функционалната блокова схема на системата, представена на фиг. 3.

Характеристиките на системата са както следва:

- Импеданс на фидерната част на комуникационните и навигационните модули - 50Ω;
- Пропускателна способност на комуникационния канал – минимум 64 kbps;
- Поддържане на съвременни навигационни стандарти;
- Чувствителност на приемниците
  - Комуникационен приемник – 104dBm;
  - Навигационен приемник - 120dBm;
- Бързодействие на системата – 0.2 μs;
- Време за установяване на комуникационния канал – 5s;
- Различни видове комуникационни интерфейси;
- Пълна автономност на системата;
- Не е необходимо често сервизиране по време на работа;
- Удобство при инсталация и конфигурация на системата;
- Пълна заменяемост на модулите;
- Стандартизирани интерфейси за включване;
- Лесна интеграция в съществуващите СНО;
- Повишена надеждност на системата.

Системата се състои от няколко основни компонента, илюстрирани на фиг. 3 – апаратна част, монтирана на СНО без значение от вида (входен, малък, канален буй). Апаратната част е съставена от модулите за комуникация, навигация, известяване и мониторинг. Друга част от системата е комуникационният канал, реализиран върху GSM мрежата, която е най-логичният избор, поради гарантираната свързаност, висока надеждност на системата и възможност за връзка с мрежата за данни, което допълнително намаля разходите за изграждане на приемната станция (която се състои в случая само от компютърна система със софтуер, без специализирани апаратни решения). Комуникационният канал (илюстриран в средата на фигурата) е реализиран върху мрежата за данни чрез използване на гласови канали за предаване на данни - 2G и директна връзка към пакетна мрежа - 3G. Отделно GSM реализацията дава възможност и за изпращане на съобщения или гласово повикване при авария, без да са необходими допълнителни средства за това.

Навигационната част, осигуряваща позиционирането се намира изцяло в СНО. Комуникацията със средствата за визуализация се извършва по пакетна мрежа, както

беше споменато по-горе. Това осигурява пълна независимост на двете системи и повишава надеждността, тъй като при липса на отговор от клетка GSM модулът се свързва към друга съседна клетка, а потокът от информация е върху пакетната мрежа, която е достъпна от всяка една точка от земното кълбо. По този начин се осигурява мобилност на приложението за визуализация и възможност за мониторинг от разнообразни по вид платформи – мобилни телефони, таблети, лаптопи, стационарни компютри и специализирани устройства. Осигурява се и множествен достъп на устройствата без да е възможно да се получи конфликт между едновременно пристигащи пакети с информация от различни крайни точки (СНО). Предвиден е и интерфейс за връзка към модул на радиокомуникационна система работеща в УКВ диапазона (LPWAN), но поради високите разходи по нейното изграждане, свързани с допълнително апаратно осигуряване и лицензните задължения тя е оставена като опционална възможност.

Самата визуализационна част е реализирана във вид на приложение, което получава изпратените от всички устройства пакети данни със състоянието на всяка СНО. Приложението визуализира положението на всяка една станция (СНО) върху морските карти, предоставени от ДП „Пристанищна Инфраструктура“, клон Бургас. За всеки един обект (СНО) се визуализират неговата работоспособност, налични аларми и позиция. Допълнително се реализира мониторинг на различни параметри на обектите.

Сигурността на системата се осигурява от характера на връзката – клиент-сървър. Всяко СНО (клиент) се свързва към станцията (сървър), намираща се в залата за мониторинг в ДП – „Пристанищна Инфраструктура“. Връзката се осъществява по сигурен канал и чак след удостоверяване на клиента се извършва комуникацията. Само станциите с уникални идентификатори, въведени в сървъра могат да се свързват.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ И НАСОКИ ЗА РАЗВИТИЕ.

В заключение може да се посочи, че в този си вид системата осигурява възможност за надеждна работа и ниски експлоатационни разходи, характеристики напълно отговарящи на задачите, които системата трябва да решава. Ниската консумация на енергия и малкият размер на апаратната част я прави подходяща за внедряване във всякакви обекти, като това е заложено още при проектирането на системата. Подготовката на пълна документация и подробно описание на сорс кода на приложението и системата дава възможност за бъдещи подобрения или имплементиране на нови решения, без това да е свързано с големи разходи. Работата по разработката е в рамките на ГРАНД №ОУФ-НИ-09/2016 и проект „МОНИТОРИНГ НА СРЕДСТВАТА ЗА НАВИГАЦИОННО ОСИГУРЯВАНЕ (ПЛАВАЩИ НАВИГАЦИОННИ ЗНАЦИ И БРЕГОВИ ФАРОВЕ) НА БЪЛГАРСКОТО ЧЕРНОМОРСКО КРАЙБРЕЖИЕ ОТ н. ЕМИНЕ ДО УСТИЕТО НА р. РЕЗОВСКА”, финансиран от ДП „Пристанищна инфраструктура“.

REFERENCE

[1]http://www.rigmarine.com/downloads/marine/RESINEX-Buoyancy-Products.pdf

[2]http://www.pentairenvironmental.com/products/Coastal-Buoys-Capability.pdf

[3] LoRaTM Alliance, www.lora-alliance.org

[4]Semtech, LoRaTM Modulation Basics, AN1200,22

[5] Electronic Journal, Low Power, Wide Area, A Survey of Longer-Range IoT Wireless Protocols, http://www.eejournal.com

[6] J. Pelton, R. Oslund, P. Marshall, “Communications Satellites”, LEA, London, 2004.

[7] V. Demirev, “SCP technology – the new challenge in broadband satellite communications”, ICEST,04 Proceedings of Papers, Bitola, Macedonia, vol.1, pp. 159-162, June 16-19, 2004

КОМБИНИРАНЕ НА МОМЕНТУМ С ЕДИН МЕТОД ЗА ПРОГНОЗИРАНЕ НА ПАЗАРНИ ЦЕНОВИ ДВИЖЕНИЯ ЗА ПО-ТОЧНИ РЕЗУЛТАТИ

COMBINATION OF MOMENTUM WITH ONE METHOD FOR FORECASTING OF MARKET TRENDS TO IMPROVE THE RESULTS

Ivan Blagoev
Institute of Information and Communication Technologies – BAS

Nikolay Dokev
Institute of Information and Communication Technologies – BAS

Abstract

The article examines the relationship between tools to help predict price trends in capital markets. We are dealing with weaknesses in the conclusion of transactions for investment purposes, through technical analysis tools. A solution is proposed to improve the accuracy of anticipation of possible market corrections or a more lasting change in the market trend. Studies have been applied to demonstrate the effectiveness of the proposed forecasting method. All that is included in the article is a reason to believe that the method considered might be useful in future market trend analyzes.

Keywords: Finance markets, Price trends, Alterations forecasting, Moving Average (MA), Momentum oscillator.

ВЪВЕДЕНИЕ

От съществуването на пазари и търговия движенията на цените е от изключителна важност за участниците в тях. В съвременния глобален и силно свързан свят участниците на световния пазар са различни. Производители търсещи клиенти, дистрибутори, инвеститори и спекуланти, всички са обединени от едно - да спечелят. Дори и дребният потребител се интересува от движенията на цените на потреблението и, ако има възможност, е готов винаги да използва възможности за по-изгодни сделки. Целият този процес е силно мащабен, може да се оприличи на един организъм, в който по вени и артерии се движат капиталите от участниците на пазара. Но, макар всички да са привлечени от една и съща цел, това не значи, че ще достигат до едни и същи резултати.

До каква степен са важни пазарните ценови движения за различните пазарни участници? Крайният потребител търси да задоволи потребителските си нужди и, ако това е на по-изгодна за него цена, ще може да спести средства от бюджета. Печалбата на производители и дистрибутори силно зависи от резки промени на пазарните цени. Те предпочитат пазара да е сравнително спокоен и предвидим. За тях е особено важно да се планират разходите и приходите напред във времето, за да си гарантират успешно пазарно представяне в условията на голяма конкуренция. За тази група се счита, че е важно да има стабилни очаквания за движението на цените в конкретна дейност за даден дистрибуторски сезон или производствен цикъл. Така може да се планират инвестициите в производството и възвращаемостта от направените инвестиции. Неочаквани, продължителни, по-големи пазарни колебания може да са критични за участниците от този бранш. Основен двигател в бизнеса за инвеститори и спекуланти (макар тези две групи от участници да са различни по естество) е промяната на цената спрямо времето. Добрият финансов анализ на пазара може да донесе значителни приходи за планирания период от време. Ако резултатите от ценовите пазарни движения не покрият очакванията на тази пазарна група, последиците

могат да са финансови загуби, фалит или замразяване на средства за неопределено време. В този пазарен бранш успеха се уповава изцяло на успешен анализ на ценовите движения и колебания [3].

От направения до тук анализ може да се направи извода, че за участниците на пазара (с изключение на крайния потребител) е изключително важно да прогнозират възможно най-точно ценовите движения. Установено е, че пазарните цени подлежат на прогнозиране. За това са открити и съществуват различни методи. Двата основни такива с които анализаторите работят най-често са технически [2] и фундаментален анализ.

Фундаменталният се основава на анализиране на събитията, случващи се по света и касаещи финансовите и стокови пазари. Тълкуването им определя насоките за взимане на инвестиционни решения. Но негов недостатък е, че не предоставя точен алгоритъм, който да определи фундаменталното тълкуване. Възможно е някой да смята една новина за много важна, а пазара да не го отрази по този начин. Също така да се очаква дълго една новина и когато тя стане факт да се окаже, че пазара вече я е изконсумирал. Успехът на фундаменталния анализ е изцяло зависим от качествата и интуицията на конкретен анализатор да тълкува точно събитията [5]. Техническият анализ е противоположност на фундаменталния, защото за да се направи анализ и изготви стратегия, не трябва да се четат и следят новини и събития. Освен това, позволява методите за прогнозиране да бъдат описани точно, чрез статистически средства и математически алгоритми.

Съществуват мнения от утвърдени технически анализатори, че изобщо не бива да се влияем от новини [4]. Понеже чрез техническия анализ може даден пазарен сценарий да е разчетен като силно вероятен, а според наша субективна преценка от някоя новина да постъпим емоционално, да не му се доверим и вземем грешно решение. От друга страна се формира група от анализатори, които обединяват двата метода за анализ. Те смятат, че на база фундаментално събитие ако се изгради бъдещ ценови сценарий, може да му се даде по-голяма тежест ако се потвърди и чрез технически анализ. Имало е много спорове, кой от двата подхода е по-добър. За това може да се каже, че не бива да се отрича нищо, щом някой е успял да го приложи и е довело до положителни резултати. Просто един метод пасва и работи добре при един анализатор при неговият специфичен подход и мислене, а следващ при друг. Ако резултатите и при двамата са добри, то и двата начина за анализ може да се приемат за ефективни. В такъв случай следва да разделяме нещата на работещи и неработещи, но само за нас и според самите нас.

В този материал ще обърнем внимание на техническия анализ. Ще бъде разгледано изследване върху широко разпространения в платформите за борсова търговия индикатор *Моментум*, който принадлежи на групата на осцилаторите. Анализът има за цел да даде по-ясна представа за предимствата и недостатъците на този широко разпространен осцилатор и да подобри неговата ефективност.

ОСЦИЛАТОР МОМЕНТУМ (MOMENTUM OSCILLATOR)

Моментум е основен индикатор, който показва дали тренда се ускорява, забавя или се движи със същата скорост. Той обикновено достига максималната си стойност преди върха на цените и минимума преди дъното на спада. В скалата на този индикатор се намира неутрална линия 100. Когато получим стойност над тази линия приемаме, че трендът е възходящ, а когато се намира под тази линия се приема, че властва мечия тренд. Неговата формула е следната:

$$M = Pc - Pc\text{-}n \qquad (1)$$

където:

M – момент;

Pc - днешна цена на затваряне;

$Pc\text{-}n$ - цената на затваряне преди n дни.

Броя на дните n се избират от търговеца. Например, 10-дневния Моментум на цените е равен на разликата между сегашната

цена и цената преди 10 дни. Моментум е положителен, ако днешната цена е по-висока от предишната и отрицателен, ако днешната цена е по-ниска от предишната и равен на 0, ако двете цени са равни. Наклонът на линията, която свързва точките на Моментум, изчислен за всеки ден, показва дали той нараства или намалява. В платформите за анализ и търговия, където е интегриран този индикатор, тези формули се изчисляват автоматично от системата. Там на потребителя (анализатор) се представя готовата графика, както е показано на фиг. 1, която представя ценовото движение на анализираната валутна двойка на дневна база. Осцилаторът Моментум е изчертан с криволичеща линия в долната част на изображението (отбелязано с *1A*), която се движи около справочна хоризонтална права линия (отбелязана с *1B*). Областта на хоризонталната ос *1B* е със стойност 100 и е ключова за откриване на ценовите тенденции. В случай, че последната цена на затваряне е по-голяма от *n*-периода назад, стойностите на Моментум ще бъдат разположени над нея (*1B*), а в обратния случай под оста *1B*. Пробивът на средната линия се явява, като сигнал за покупки или продажби.

***Фиг. 1**. Ценовото движение на анализираната валутна двойка на дневна база*

Дивергенцията се счита за най-силна при този инструмент за прогнозиране. Тя може да бъде бича и меча. Когато цената достига по-високи върхове, а линията на индикатора отказва да отчете по-висока стойност. Това означава, че според Моментум трендът се намира във фаза на бича дивергенция. Аналогичен е случаят при мечата дивергенция, но тогава тя се изразява в по-ниски дъна и стойности на Моментум все по-близко разположени от долната страна на средната линия. При наличието на този сигнал може да се смята, че достигането на цената на нов пазарен връх е по-малко вероятно. В този случай една по-дълбока корекция на тренда или продължително движение настрани може да е достатъчно и пазарът да набере сила, за да подмине предходните стойности в които е отчетена дивергенцията. Пример за бича Дивергенция може да се наблюдава на фиг. 2. Цената на пазарния тренд в горната част на Фиг.2 чертае по-високи върхове, но линията на осцилатора в долната част на фиг.2 се приближава все по-близо до средната ос, като отказва да направи по-висок връх спрямо нея. Дивергенцията е подчертана на графиката на осцилатора с линия *1C*. Там е видно, как стойността на EUR спрямо USD в посочения период е имала най-висок пик през 2008 г. Но също така личи, че след отчетената дивергенция, цената отказва за определен период да направи нов връх и може да се забележи, че дори влиза в период забавяне и по-дълбока корекция.

***Фиг. 2**. Дивергенция на Моментум при пазарен тренд EUR/USD на дневна база*

Недостатъци при анализите на пазарния тренд чрез Моментум:

Наистина в повечето случаи този осцилатор работи прекрасно и е добър предвестник на бъдещи промени в текущата пазарна тенденция. Това го е утвърдило като инструмент, част от арсенала на борсови търговци и експертни системи за борсова търговия на инвестиционни фондове. Но ако се анализира продължително време пазара чрез Моментум, може да се забележат известни, макар и не често срещани изключения.

***Фиг. 3**. Валутна двойка USD/CAD на дневна база*

На фиг. 3 може да се забележи, как цената е начертала един последен най-висок към момента връх на 11.04.2013 г. След което трендът навлиза в дълбока и продължителна корекция. Но, анализирайки поведението на Моментум, в този случай се вижда изключението, за което става въпрос и е отбелязано на графиката при осцилатора в долната част на екрана с линия *1C*. Там линията на движение на Моментум е начертала връх по-висок даже от предходния, но цената след това е направила значителна корекция от около 60% без да е на лице дивергенция при осцилатора. Но дори да се приеме, че това е временно положение и има изгледи тренда да запази възходящата си тенденция, корекция от този мащаб и продължителност може да доведе инвеститори до фалит или да блокира значителни финансови средства за значителен период от време.

РЕШЕНИЕ

Не може да се отрекат ползите от Моментум, като индикатор за откриване на ценови движения. Но неговата ефективност може да се подобри, като се намери начин да се открива изключението, което може да генерира осцилатора. Един възможен начин това да се постигне е чрез комбиниране на Моментум с метод описан в [1]. Разгледания там метод помага да се открият нива на свръх покупки и свръх продажби на даден пазарен тренд. Това става възможно чрез прилагането на индикатора Moving Average (MA) чрез различен подход, което води до различна негова интерпретация и от там до различни резултати.

Какво представлява Moving Average (MA)? Пълзяща средна линия (Moving Average) е индикатор създаден за търгуване по посока на текущия пазарен тренд. Неговата калкулация се прави, като се осреднят цените на отваряне и затваряне за дадена времева рамка. Идеята на MA е, че плавната крива линия, която чертае около тренда, ако бъде доближена или пробита от него, то може да се смята за сигнал за смяна или потвърждаване на текущия пазарен тренд. Тя също заглажда колебанията на тренд линията, които се формират по протежението му. При възходящ тренд MA потъва под тренда, а при низходящ изплува над него.

Изчисляването на MA става, като се събират цените на даден пазарен инструмент за последните N периоди и след това се делят на N. Периода от време за стойността N не е дефиниран, той остава по преценка на анализатора. Има особеност обаче, че ако трябва да се изчисли MA за период от 14 дни например, то е необходимо да разполагаме с данни за повече от 14 дена. Това се налага поради факта, че 14 дневната пълзяща средна линия може да се определи само след като на графиката се появи цената от 14-ия ден.

За да приложим индикатора *по различен начин* и да намерим чрез него зони на свръх покупка или продажба при пазарния тренд, ще дадем стойност за период при изчисляването 21 дена. В [1] е установено от наблюдения, че при тази стойност много точно се установяват критичните зони на свръх покупки или продажби. При тази периодичност от наблюдения и опити е станало видно, че линията на MA, която получаваме, е достатъчно балансирана за целта. По-малък период може да я направи много бърза и движеща се рязко около тренда. По-голям пък може да я направи много бавна и ще я отдалечи прекомерно от пазарния тренд.

***Фиг. 4**. 21 дневна MA при валутен тренд на EUR към GBP*

От графиката (фиг. 4) е представена дневната MA линия, следваща тренда. В конвенционалната интерпретация на този индикатор се казва, че индикаторът следва пазарния тренд. Изглажда неговото движение и го превръща в плавна линия, до която като се доближи пазарния тренд е подходящ момент да се купува или продава в зависимост дали трендът е под или над MA. Ако, обаче, трендът достигне MA и я пробие убедително, без да се оттласне от нея, може да се смята, че трендът е навлязъл във фаза на консолидация или се е обръща неговата тенденция. Тази конвенционална интерпретация е доказана от времето и е също добра и полезна. Но не помага да се постигне целта, която си поставяме чрез настоящия анализ. Нека се върнем към изследването от статията [1], в която се дава следната интерпретация на MA. Нека си представим обратното на конвенционалната гледна точка, че 21 дневната MA не следва тренда, а тя е водеща, а трендът следва нея. Освен това не само, че я следва, но и гравитира около нея, все едно се намира в някаква въображаема орбита около MA. В такъв случай ако трендът се отдалечи прекалено много от MA, той бива привлечен от нейната гравитация и се стреми след това да я достигне. Тогава ще има възможността да се отблъсне отново от нея и да се отдалечи отново. Представим ли си по този различен начин нещата, това ще ни позволи да забележим следното явление. Ако пазарният тренд се отдалечи прекомерно далеч от MA, след това може да се очаква да се върне с по-голяма сила към MA и е много вероятно след достигането да мине през нея, а не да се отблъсне отново. Това разстояние се разпознава, като се вземе по статистически път приблизителна максимална стойност при която пазарния тренд се връща до MA и се отблъсква от нея за ново ценово движение в същата посока. Следователно ако цената преодолее значително тази максимална стойност, може да се счита, че пазарния тренд се намира в зона на свръх продажба или свръх покупка. След което може да очакваме силно връщане на трендът, при което вече няма да се отблъсне от MA, а ще премине над или под нея. След това явление може да се очаква пазарна корекция или по-трайно обръщане на тенденцията на тренда.

Ако приложим изложения до тук подход и го комбинираме с Моментум, може да получим интересен резултат (фиг. 5). От фиг. 5 се вижда, че цената е в стойности на свръх насищане (в този случай свръх прекупена), защото е достигнала отдалечаване на 554 пипса от 21 дневната MA. Очевидно е също, че тази стойност значително надвишава средните такива, при които цената е успявала все още да се движи над MA. За това може да се счита, че явно в този момент участниците на пазара са проявили твърде висок сантимент и са купили твърде много от AUD, за това са изтласкали цената в екстремни стойности.

На фиг. 5 е комбиниран разглеждания случай от фиг. 3 с дневен тренд на USD/CAD с изключението на Моментум и е приложена и 21 MA със стойности на отклоненията от нея пазарният тренд. За екстремни стойности за отдалечаване от 21 дневна MA (за свръх покупка и свръх продажба) при тази валутна двойка може да вземем при по-големи от 400 пипса.

Сега отново може да анализираме пика на цената при USD/CAD на 27.08.1998 г., където Моментум генерира изключение.

***Фиг. 5**. 21 дневна MA при валутен тренд на EUR към GBP*

Видно е, че спрямо метода за гравитация на цената при 21 дневната MA на тази дата е достигната екстремна стойност от 554 пипса на отдалечаване от MA. Това е предупреждение за наличието на екстремен сантимент в участниците и вероятност от по-дълбока ценова корекция. След това на 06.05.1999 г. трендът прави силен спад и коригира до стойност от 1.4440 CAD за USD. Това е потвърждение на факта, че последния достигнат връх е бил ниво на свръх покупка. Въпреки, че Моментум не го отчита с дивергенция, реално нивото на върха от 1.5854 CAD за USD е било твърде прекупено за този момент от време. След изследването на пазарната графика представена на фиг. 5 може да се каже, че Моментум наистина не е отбелязал с добра дивергенция опасната зона, заради изключението, което понякога генерира. Но *в комбинация* с метода [1] може да се направи надежден анализ, предвиждащ опасната зона и да се достигне до един по-верен анализ на такива критични периоди.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение може да се каже, че Моментум е наистина един добър, доказал се във времето и използван инструмент, който има задоволителен процент успеваемост. Известно е също, че не съществува и универсален метод, който на 100% да обезпечи инвеститорите с гаранции за печалба и винаги съществува риск от загуба. Но от направения анализ може да се направи заключение, че макар и Моментум да има някой недостатъци, то ако се комбинира с предлагания в статията метод за гравитация на 21 дневната MA може да се постигнат по-добри и точни резултати. Комбинацията от тези два инструмента за пазарен анализ би могла в бъдеще да намерят място в някой специализирани платформи за търговия, като индикатори за откриване критични ценови нива на пазарния тренд. Това навярно ще доведе до намаляване на риска от загуби и ще увеличи процента на успех при търговия, като ще дава възможност на инвеститори за намиране на по-добри нива за покупки.

REFERENCE

[1] Blagoev I., Dokev N., "A Method for Investigating the Alterations in the Price Trends of the Currency Markets and Forecasting of Probable Future Alterations", *Problems Of Engineering Cybernetics And Robotics*, V. 65, pp. 39-48, 2012.

[2] Plummer T., “Forecasting Financial Markets: Technical Analysis and the Dynamics of Price”, March, 1991.

[3] Plummer T., Forecasting Financial Markets: The Psychology of Successful Investing, January, 2010.

[4] Prechter R. R., The Socionomic Theory of Finance Hardcover, December, 2016.

[5] Prechter R. R., Elliott Wave Principle: Key to Market Behavior, February, 2005.

НАПРАВЛЕНИЕ 5

КОМПЮТЪРНИ ТЕХНОЛОГИИ

SESSION 5

COMPUTER TECHNOLOGIES

APPLICATION WRAPPER-BASED FEATURE SELECTION ON C4.5 DECISION TREE CLASSIFIER

Jasmina Đ. Novakovic[1], Alempije Veljovic[2], Sinisa S. Ilic[3], Vladimir Veljovic[2]

[1] Belgrade business school, Higher education institution for applied science, Belgrade, Serbia
[2] Faculty of technical science Cacak, University of Kragujevac, Cacak, Serbia
[3] Faculty of technical science in Kosovska Mitrovica, University of Pristina, Kosovska Mitrovica, Serbia

Abstract

This paper presents the performance of C4.5 decision tree algorithm with wrapper-based feature selection. C4.5 decision tree has inherited ability to focus on relevant features and ignore irrelevant ones, but such method may also benefit from independent feature selection. Eighteen data sets were used for tests to compare results of classification accuracy with C4.5 decision tree algorithm. We proved that wrapper-based feature selection applied on C4.5 decision tree classifier effectively contributes to the detection and elimination of irrelevant, redundant data and noise in the data. In our experiments, wrapper-based feature selection improves classification accuracy of C4.5 decision tree algorithm.

Keywords: classification accuracy, C4.5 decision tree algorithm, J48, wrapper-based feature selection.

INTRODUCTION

Feature selection is a fundamental problem in many different areas. Feature selection reduces the dimensionality of feature space, removes redundant, irrelevant, or noisy data. Feature selection brings the immediate effects for application: speeding up a data mining algorithm, improving the data quality and the performance of data mining, and increasing the comprehensibility of the mining results.

All features may be important for some problems, but for some target concept, only a small subset of features is usually relevant. Finding the best feature subset is usually intractable [1] and many problem related to feature selection have been shown to be NP-hard [2].

Since 1970's feature selection has been a fertile field of research and development in statistical pattern recognition, machine learning and data mining [3]-[6].

Algorithms for feature selection may be divided into filters, wrappers and embedded approaches.

Some classification algorithms have inherited ability to focus on relevant features and ignore irrelevant ones. Decision trees are primary example of a class of such algorithms [7], [8], but also multi-layer perceptron (MLP) neural networks with strong regularization of the input layer may exclude the irrelevant features in an automatic way. But, some of these methods may also benefit from independent feature selection.

Section 2 presents in general the C4.5 decision tree algorithm. Section 3 describes the experiments and results. Section 4 concludes and gives future investigations.

2. C4.5 DECISION TREE

In machine learning different methods exist to build decision trees, but all of them summarize given training data in a tree structure, with each branch representing an association between feature values and a class label. Among these the C4.5 decision tree is one of the most famous and representative [9].

The C4.5 decision tree works by recursively partitioning the training data set according to tests on the potential of feature values in separating the classes. The decision tree is learned from a set of training examples

through an iterative process, of choosing a feature and splitting the given example set according to the values of that feature.

For this algorithm, the most important question is which of the features is the most influential in determining the classification and hence should be chosen first. Entropy measures or equivalently, information gains are used to select the most influential, which is intuitively deemed to be the feature of the lowest entropy (or of the highest information gain).

The C4.5 decision tree works by: a) computing the entropy measure for each feature, b) partitioning the set of examples according to the possible values of the feature that has the lowest entropy, and c) for each are used to estimate probabilities, in a way exactly the same as with the Naive Bayes approach. Although feature tests are chosen one at a time in a greedy manner, they are dependent on results of previous tests.

3. EXPERIMENTS RESEARCH AND RESULTS

Data sets taken from University of California, Irvine (UCI) repository of machine learning databases [10] were used for tests to compare results of classification accuracy with the J48, an open source Java implementation of the C4.5 decision tree algorithm.

We used these data sets: breast cancer (*bc*), credit approval (*ca*), Statlog german credit data (*cg*), cardiography (*ct*), hepatitis (*he*), liver (*li*), lung cancer (*lc*), mammographic mass (*ma*), monk problems (monk1 (*m1*), monk2 (*m2*), monk3 (*m3*)), mushrooms (*mu*), Parkinson (*pa*), Pima Indians diabetes (*pi*), image segmentation (*se*), soybean (*so*), Statlog heart (*sh*) and congressional voting records (*vo*).

Breast cancer (bc): The task of the data set is to predict whether or not there is recurrence of breast cancer. This data set includes 201 instances of one class (no recurrence of breast cancer), and 85 instances of another class (a recurrence of breast cancer).

Credit approval (ca): This file concerns credit card applications. This dataset is interesting because there is a good mix of attributes - continuous, nominal with small numbers of values, and nominal with larger numbers of values.

Statlog german credit data (*cg*): This dataset classifies people described by a set of attributes as good or bad credit risks. Comes in two formats (one all numeric).

Cardiography (ct): Data set consists of attribute measurement of fetal heart rate and uterine contractions attributes on ultrasound that are classified doctors [11]. This data set contains 2126 instances and 23 attributes.

Hepatitis (he): The main aim of data set is to predict whether hepatitis patients will die or not. There are two classes in data set: live (123 instances) and die (32 instances).

Liver (li): The first five variables in data set are all blood tests, which are thought to be sensitive to liver disorders that might arise from excessive alcohol consumption. Each row in data set constitutes the record of a single male individual.

Lung cancer (lc): A set of data for the cancer of the lung contains data describing the three kinds of pathological forms of lung cancer. There are 32 instances and 56 attributes.

Mammographic mass (ma): The task is to predict the severity (benign or malignant) of a mammographic mass lesion from BI-RADS features and the patient's age [12].

Monk problems (monk1 (*m1*), monk2 (*m2*), monk3 (*m3*)): There are three Monk's problems. The domains for all Monk's problems are the same. One of the Monk's problems has noise added.

Mushrooms (mu): This data set includes descriptions of mushrooms in terms of physical characteristics. Each species is identified as definitely edible, definitely poisonous, or of unknown edibility and not recommended. This latter class was combined with the poisonous one.

Parkinson (pa): This data set consists of a range of biomedical voice measurements in 31 persons, 23 of them suffering from Parkinson's disease [13]. The main goal of this data set is to separate healthy people from those people who are suffering from Parkinson's.

Pima Indians diabetes (pi): In this data set the diagnostic is whether the patient shows

signs of diabetes according to World Health Organization criteria.

Image segmentation (*se*): The instances were drawn randomly from a database of 7 outdoor images. The images were hand segmented to create a classification for every pixel.

Soybean (so): This data set is Michalski's famous soybean disease database. There are 19 classes and 35 categorical attributes, some nominal and some ordered.

Statlog Heart (sh): The task is to predict absence or presence of heart disease. This data set contains 13 features (which have been extracted from a larger set of 74).

Congressional voting records (vo): This data set includes votes for each of the U.S. House of Representatives Congressmen on the 16 key votes identified by the CQA.

These data sets are data sets with a very large number of attributes, as well as those sets that have a small number of attributes which is good from the standpoint of research. Also, there are data sets that contain only categorical or numerical attributes, as well as data sets which contain both categorical and numerical attributes. Only two data sets have a greater number of classes, *se* with 7 classes, and *so* with 19 classes. The reason for this is the fact that in most problems of classification existing instances sort in two, possibly three classes, and rarely in a larger number of classes.

In this experiment WEKA (Waikato Environment for Knowledge Analysis) tools for data preparation and research are used. We used the classification accuracy as a measure of the quality of the model. We used cross-validation, because the procedure gives stable quality evaluation. The advantage of this method is that each of the *n* steps of cross validation using a large amount of data in their training and all available instances at one time was used to test. We take the value of *n* is 10.

Wrapper-based feature selection was used to reduce the dimensionality of data. The level of significance was set to a value of 0.05 in Paired *t*-test. Paired *t*-test was used to determine whether the value obtained by different methods differs significantly.

TABLE I. *NUMBER OF ATTRIBUTES SELECTED BY THE WRAPPER-BASED FEATURE SELECTION*

Data set	Original	Wrapper
bc	9	3
ca	15	8
cg	20	9
ct	23	7
he	19	2
li	6	6
lc	56	2
ma	5	4
m1	6	3
m2	6	6
m3	6	3
mu	22	5
pa	23	5
pi	8	4
se	19	9
so	35	14
sh	13	3
vo	16	5

We compare two or more algorithms in our experimental research, and give a table of classification accuracy. The second algorithm is an algorithm in which was performed pre-selection attributes, and the first algorithm is a standard algorithm without pre-selection of attributes. In the table of classification mark "+" accuracy indicates a significantly higher value for classification accuracy, while "-" indicates a significantly lower value for classification accuracy.

The optimal number of attributes for the purposes of classification with wrapper-based feature selection is shown in Table I. Table I illustration the original size of the set and number of attributes selected by the wrapper-base feature selection.

Using wrapper-based feature selection, 14 data sets, from 18 observed, reduce the number of attributes exactly half or more than half compare with the original data set. The data set *lc*, with 56 attributes, has the greatest benefit of feature selection.

The accuracy of the classification algorithm using J48 with and without wrapper-based feature selection is shown in Table II and Figure 1.

TABLE II. J48 ALGORITHM AND CLASSIFICATION ACCURACY

Data set	J48	J48 reduced
bc	74.28	72.95
ca	85.57	84.43
cg	71.25	71.72
ct	98.57	98.88
he	79.22	81.90
li	65.84	66.36
lc	79.25	78.83
ma	82.19	82.47
m1	97.80	100.00
m2	63.48	65.72
m3	98.92	98.92
mu	100.00	100.00
pa	84.74	86.24
pi	74.49	73.44
se	96.79	96.73
so	91.78	91.74
sh	78.15	81.74
vo	96.57	95.24 -

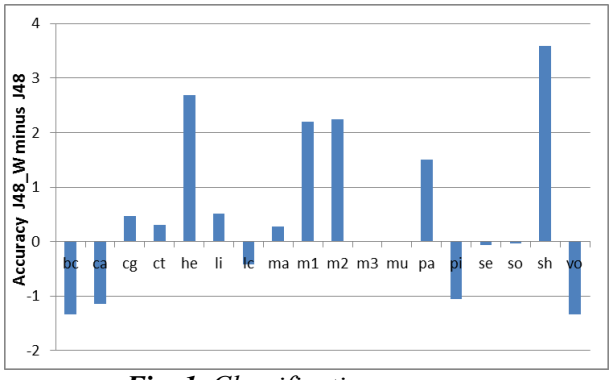


Fig. 1. *Classification accuracy*

We have significantly worse results of classification accuracy with wrapper-based feature selection (data set *vo*) in only one data set. We can conclude that the wrapper-based feature selection in most cases led to the same or better results in the observed data sets (in eleven data sets we have same or better results) with J48 classifier.

4. CONCLUSION

In experimental research we show it is possible to improve the classification accuracy of J48 algorithm, using the wrapper-based feature selection for reducing the dimensionality of the data. We implemented and empirically tested wrapper-based feature selection with J48 algorithm.

The wrapper-based feature selection effectively contributes to the detection and elimination irrelevant and redundant data, and also noise in the data. The wrapper-based feature selection selects relevant attributes and contributes to the greater classification accuracy in most data sets.

In further research we try to apply other techniques to solve the problem of dimensionality reduction of data and analyze and compare the effects of their implementation on J48 algorithm.

Acknowledgment

The authors are grateful for the support of the Ministry of Education, Science and Technological Development of Republic of Serbia - Projects TR 34009 and TR1653014.

REFERENCE

[1] R. Kohavi, G.H. John, "Wrappers for feature subset selection", *Artificial Intelligence*, vol. 97, 1997, 273-324.

[2] A.L. Blum, R.L. Rivest, "Training a 3-node neural networks is NP-complete", *Neural Networks*, 5:117–127, 1992.

[3] J. G. Dy, C. E. Brodley, "Feature subset selection and order identification for unsupervised learning", *Proceedings of the Seventeenth International Conference on Machine Learning*, 2000, 247–254.

[4] Y. Kim, W. Street, F. Menczer, "Feature selection for unsupervised learning via evolutionary search", *Proceedings of the Sixth ACM SIGKDD International Conference on knowledge Discovery and Data Mining*, 2000, 365–369.

[5] S. Das, "Filters, wrappers and a boosting-based hybrid for feature selection", *Proceedings of the Eighteenth International Conference on Machine Learning*, 2001.

[6] P. Mitra, C. A. Murthy, S. K. Pal, "Unsupervised feature selection using feature similarity", *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 24(3):301–312, 2002.

[7] L. Breiman, J.H. Friedman, R.H. Olshen, C.J. Stone, Classification and regression trees, Wadsworth and Brooks, Monterey, CA, 1984.

[8] J.R. Quinlan, C4.5: Programs for machine learning, San Mateo, Morgan Kaufman, 1993.

[9] C. J. Merz, P. M. Murphy, UCI Repository of machine learning databases,

http://www.ics.uci.edu/˜mlearn/MLRepository.html, 1998.
[10] A. Frank, A. Asuncion, UCI Machine learning repository [http://archive.ics.uci.edu/ml], Irvine, CA: University of California, School of Information and Computer Science, 2010.
[11] D. Ayres de Campos, et al., "SisPorto 2.0 A Program for automated analysis of cardiotocograms", *J Matern Fetal Med* 5:311-318, 2000.
[12] M.A. Little, P.E. McSharry, S.J. Roberts, D.A.E. Costello, I.M. Moroz, "Exploiting nonlinear recurrence and fractal scaling properties for voice disorder detection", *BioMedical Engineering OnLine*, 6:23, 2007.
[13] J. Đ. Novakovic, "Support Vector Machine as Feature Selection Method in Classifier Ensembles", *I.J. Modern Education and Computer Science*, 4, 1-8, 2014.

OBJECT MODEL OF POWER SUBSTATION FOR RELIABILITY EVALUATION

Dragoslav Perić
VIPOS, Valjevo, Serbia

Miladin Tanasković
Freelance Consultant,
Belgrade, Serbia

Slobodan Obradović
Information Technology School
Belgrade, Serbia

Abstract

In this paper a new model of power system substations is proposed, based on object-oriented programming. This model includes all substations' elements separately, which is contrary to the usual approach of grouping elements by experts. A practical technique to input a single line diagram and relevant elements properties is allowed too. Minimal paths can be calculated, which are the necessary basis to make other reliability calculations.

Keywords: power substation, reliability, minimal paths, object-oriented programming.

INTRODUCTON

Reliability is one of the main properties of technical systems. Usually, failure rates and durations were used as main reliability indices of power systems. Power substation can be considered as a system of their equipment – elements. Because of the huge number of elements, some heuristic methods based on grouping elements to blocks were developed [1,], [2]. These methods require too much experts' time to compose blocks and make a list of consequences of blocks' failures – so they are not widely used.

One new element-by-element completely automated method of power substation reliability calculation, based on object programming is suggested in this paper.

MODEL DESCRIPTION

One voltage level of the power substation can be represented by ring-radial structure (Fig. 1.). Ring in the middle of the figure represent one or more bus systems. This ring can be closed (rarely) or open with or without the possibility to be closed by switching devices. Usually, in single line diagrams, linearized rings are drawn.

Branches connect substation ring to other ring-radial structure in the same or different substation. Branches can be transformers, generators, lines, etc.

Fields connect branches with bus systems. The fields consist of different devices, such as disconnectors, circuit breakers, galvanic connections, etc.

Ring-radial structure has n branches and n corresponding sectors. Each sector has three segments: *radial*, *connecting* and *bus* segments.

The *bus* segment is part of substation ring with corresponding devices. The substation field is modelled as the union of radial and connecting segments. The connecting segment is a connection between field and substation ring itself, while the radial segment represent the rest of the field and the elements such as power transformers and lines which link to other voltage levels of substation or to other substations.

In the proposed model, each segment represents the union of possible single-line diagrams (Fig. 2. and Fig. 3.). The symbols "/" and "**X**" on the figures are used for

disconnectors and circuit breakers, respectively.

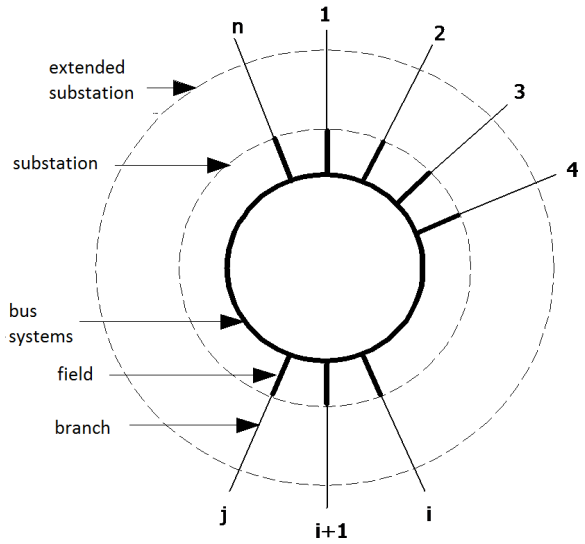


Fig. 1. *Extended substation model*

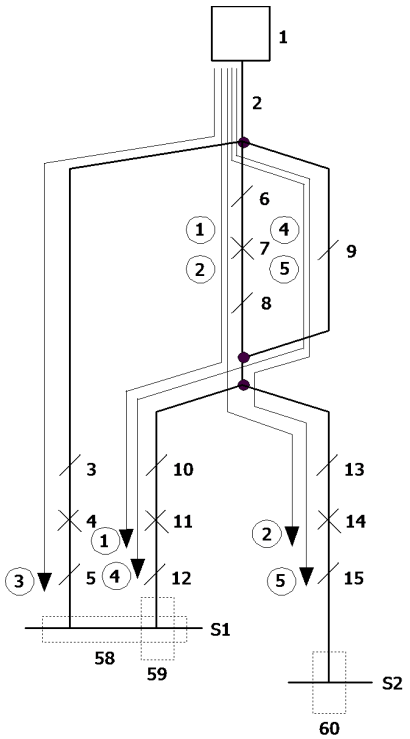


Fig. 2. *Radial and connecting segment*

Single line diagrams consist of elements marked with numbers. The main types of elements are:

1: galvanic connection,

2: disconnector,

3: circuit breakers,

4: line,

5: power transformer,

6: generator,

9: power source,

11: bus section with one connection (e.g. elements 59 and 60 on Fig. 2.),

12: bus section with two connection (e.g. element 58 on Fig. 2.).

The other elements, such as current and voltage transformers, which are functionally connected with above elements can be included by mentioned blocks [1].

Part of single-line diagrams of real substation is represented as subsets of elements, e.g. in radial segment:

- 1, 2 and 6 on Fig. 2. represent one bus field with disconnector only,
- 1, 2, 6, 7, 8 on Fig. 2. represent one bus field with disconnector - circuit breaker - disconnector,
- 1, 2, 6, 7, 8 and 3 on Fig. 2. represent one bus field with disconnector - circuit breaker - disconnector with bypass,
- 1, 2, 6, 7, 10, 13 and 9 on Fig. 3. represent double bus field with bypass.

On that way, all existing of substation fields can be represented.

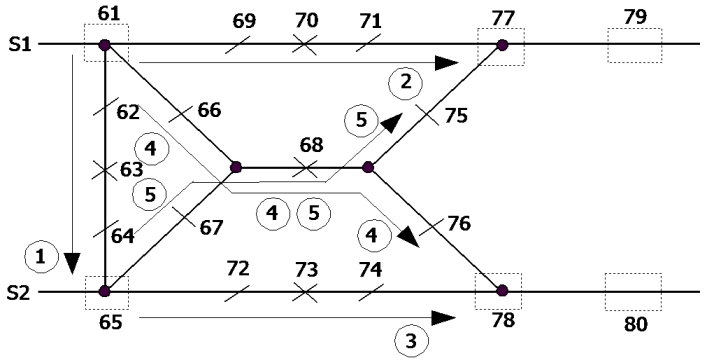


Fig. 3. *Bus segment*

Paths between branches and buses are marked with rounded numbers. In the last example, the paths are:

- path 1: 1, 2, 6, 7, 10 that links branch and bus system 1;
- path 2: 1, 2, 6, 7, 13 that links branch and bus system 2;
- path 4: 1, 2, 9 10 that links branch and bus system 1;
- path 5: 1, 2, 9 13 that links branch and bus system 2.

CLASS DESCRIPTION

A. CLASS EQUIPMENT

Main properties for class Equipment are:

- el_type type of element,
- f failure rate,
- fa active failure rate,
- r failure duration,
- ra switching time of active failure,
- kf correction factor for f,
- kfa correction factor for fa,
- kr correction factor for r,
- kra correction factor for ra,
- u unavailability (f * r),
- ua unavailability due to active failure (fa * ra).

Types of element are: circuit breaker, disconnector, etc. as mentioned before. Correction factors are used to set specific failure rate and duration in different segments.

B. CLASS SEGMENT

Main properties for class Segment are:

- seg_type radial, connecting and bus,
- N_bus number of bus systems,
- in_out in, out or both power flow,
- on_off on/off status of element (if applicable),
- bypass_DC filed with bypass disconnector,
- double_CB field with double circuit breaker,
- equip field equipments as object of class Equipment
- el_type type of element,
- PthElSeg paths in segment as a list of element (as marked on Fig. 1 and Fig. 2.)
- link matrix of two columns and N_Path row that describe what paths link (0 - branch, 1 - bus 1, 2 - bus 2),
- N_Path number of segment paths.

The main methods for class Segment is:

- Path (p_type, cw_ccw)
- return the list of different properties of segment path element.

First of all, Path can be expressed as a list of elements (the same as PthElSeg), but also as a list of element types (el_type) - in both cases multiplied by +1 or -1 as a mark of on-off status (-1 for open/disconnected). For galvanic connection marked as 1, mark -1 means non-existing connection, useful to represent an open ring.

Element can be listed in clockwise or counter clockwise direction in relation to substations ring.

C. CLASS SUBSTATION

Main properties for class Substation are:

- RadSeg array of radial type object of the class Segment,
- BusSeg array of bus type object of the class Segment,
- ConSeg array of connecting type object of the class Segment,
- N_Seg number of sectors (equal to number of segment of each type).

After the definition of the segment, one substation can be easily described as a collection of segments.

The main method for class Substation is:

- MinPath returns minimal paths for some substation function.

Minimal pats are the basic input for further reliability calculations [2], [4].

EXAMPLE

One single bus substation with six sectors is shown on Fig. 3. Element marks begin with sector serial number (1st digit), while the last two digits correspond to element marks on figures 1 and 2. For example, elements of sector 1 are:

- from 101 to 108 - radial segments,
- 159 - connecting segment and
- 179 - bus segment (galvanic connection only).

Minimal paths, necessary for further reliability calculation are shown on Fig. 4. There are 40 minimal paths in total, i.e. 20 pairs - first minimal path in clockwise and second one in counter clockwise direction. Eight of them end at branch 2 - these are minimal paths for reliability evaluation of supplied branch - marked with "***". Four opened paths are underlined.

All elements on single line diagram have status on, except one - circuit breaker in sixth bus segment -670 (minus means open).

All four closed minimal paths (with all elements in status on) are underlined.

That means branch 2 is supplied from branch 1 (1st minimal path), branch 3 (14th minimal path), branch 4 (24th minimal path) and branch 6 (34th minimal path).

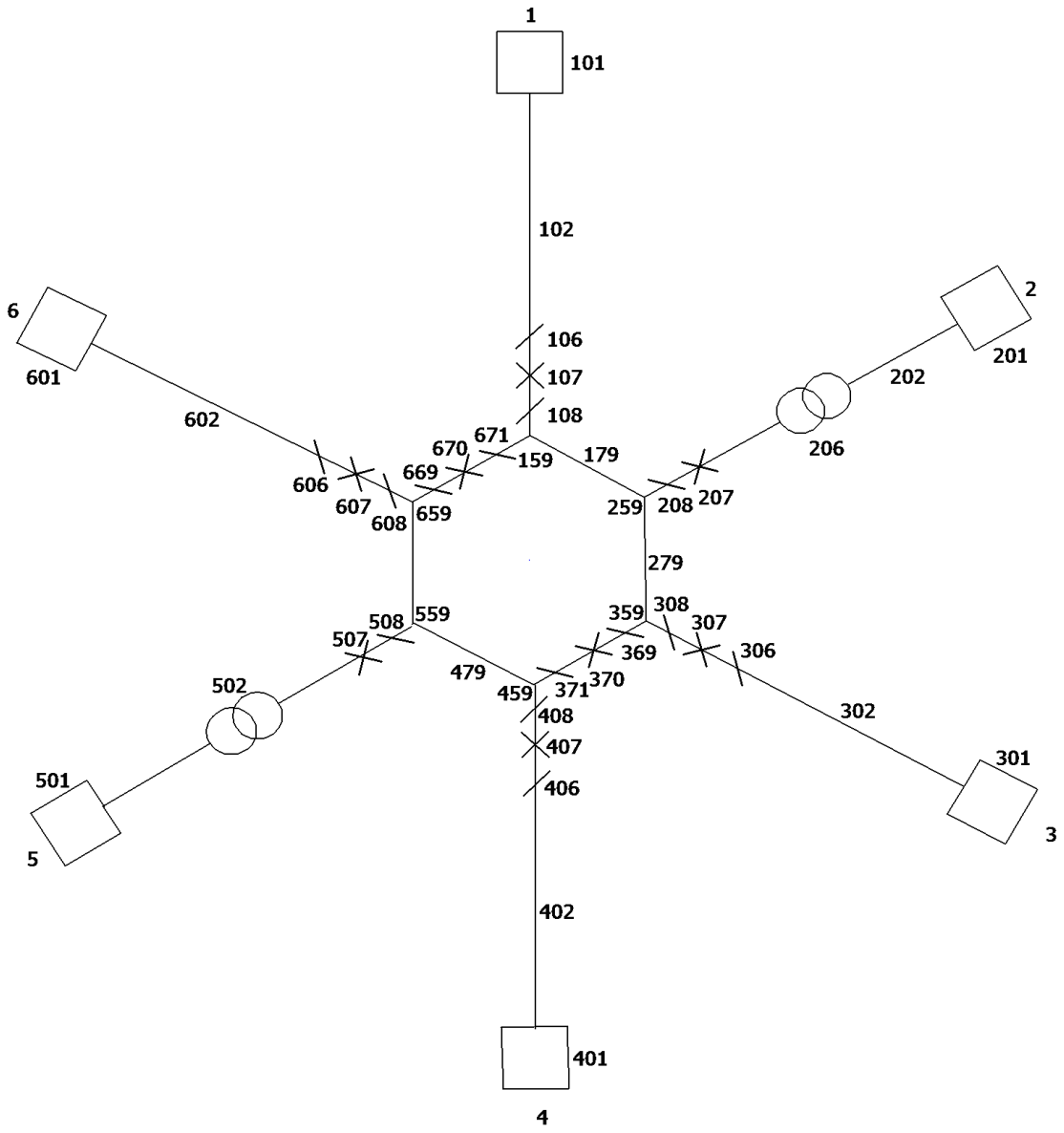


Fig. 3. *Example of a single bus substation*

```
Minimal paths (| off, - on)
No from to ...
1  1  2-***101  102  106  107  108  159  259  208  207  202  201
-------------------------------------------------------------
2  1  2|***101  102  106  107  108  159  671 -670  669  659  559  459  371  370  369  359  259  208  207  202  201
3  1  3----101  102  106  107  108  159  259  359  308  307  306  302  301
4  1  3|---101  102  106  107  108  159  671 -670  669  659  559  459  371  370  369  359  308  307  306  302  301
5  1  4----101  102  106  107  108  159  259  359  369  370  371  459  408  407  406  402  401
6  1  4|---101  102  106  107  108  159  671 -670  669  659  559  459  408  407  406  402  401
7  1  5----101  102  106  107  108  159  259  359  369  370  371  459  559  508  507  502  501
8  1  5|---101  102  106  107  108  159  671 -670  669  659  559  508  507  502  501
9  1  6----101  102  106  107  108  159  259  359  369  370  371  459  559  659  608  607  606  602  601
10 1  6|---101  102  106  107  108  159  671 -670  669  659  608  607  606  602  601
11 3  1|---301  302  306  307  308  359  369  370  371  459  559  659  669 -670  671  108  107  106  102  101
12 3  1----301  302  306  307  308  359  259  159  108  107  106  102  101
13 3  2|***301  302  306  307  308  359  369  370  371  459  559  659  669 -670  671  159  208  207  202  201
14 3  2-***301  302  306  307  308  359  259  208  207  202  201
-------------------------------------------------------------
15 3  4----301  302  306  307  308  359  369  370  371  459  408  407  406  402  401
16 3  4|---301  302  306  307  308  359  259  159  671 -670  669  659  559  459  408  407  406  402  401
17 3  5----301  302  306  307  308  359  369  370  371  459  559  508  507  502  501
18 3  5|---301  302  306  307  308  359  259  159  671 -670  669  659  559  508  507  502  501
19 3  6----301  302  306  307  308  359  369  370  371  459  559  659  608  607  606  602  601
20 3  6|---301  302  306  307  308  359  259  159  671 -670  669  659  608  607  606  602  601
21 4  1|---401  402  406  407  408  459  559  659  669 -670  671  108  107  106  102  101
22 4  1----401  402  406  407  408  459  371  370  369  359  259  159  108  107  106  102  101
23 4  2|***401  402  406  407  408  459  559  659  669 -670  671  159  208  207  202  201
24 4  2-***401  402  406  407  408  459  371  370  369  359  259  208  207  202  201
-------------------------------------------------------------
25 4  3|---401  402  406  407  408  459  559  659  669 -670  671  159  259  308  307  306  302  301
26 4  3----401  402  406  407  408  459  371  370  369  359  308  307  306  302  301
27 4  5----401  402  406  407  408  459  559  508  507  502  501
28 4  5|---401  402  406  407  408  459  371  370  369  359  259  159  671 -670  669  659  559  508  507  502  501
29 4  6----401  402  406  407  408  459  559  659  608  607  606  602  601
30 4  6|---401  402  406  407  408  459  371  370  369  359  259  159  671 -670  669  659  608  607  606  602  601
31 6  1|---601  602  606  607  608  659  669 -670  671  108  107  106  102  101
32 6  1----601  602  606  607  608  659  559  459  371  370  369  359  259  159  108  107  106  102  101
33 6  2|***601  602  606  607  608  659  669 -670  671  159  208  207  202  201
34 6  2-***601  602  606  607  608  659  559  459  371  370  369  359  259  208  207  202  201
-------------------------------------------------------------
35 6  3|---601  602  606  607  608  659  669 -670  671  159  259  308  307  306  302  301
36 6  3----601  602  606  607  608  659  559  459  371  370  369  359  308  307  306  302  301
37 6  4|---601  602  606  607  608  659  669 -670  671  159  259  359  369  370  371  408  407  406  402  401
38 6  4----601  602  606  607  608  659  559  459  408  407  406  402  401
39 6  5|---601  602  606  607  608  659  669 -670  671  159  259  359  369  370  371  459  508  507  502  501
40 6  5----601  602  606  607  608  659  559  508  507  502  501
```

Fig. 4. *All minimal paths of substation on Fig. 3.*

CONCLUSION

The proposed element-by-element model gives an efficient method of analysing the reliability of power substation including and a practical technique of inputting a single line diagram arrangement and relevant elements properties.

Minimal paths can be calculated, as a necessary basis to make other reliability calculations.

REFERENCE

[1] Jovan M. Nahman, "Dependability of Engineering Systems", Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 2002.

[2] J. M. Nahman, Minimal Paths & Cuts of Networks Exposed to Common-Cause Failures, IEEE Transactions on Reliability, vol. 41, No. 1, MARCH, 1992.

[3] D. Peric, M. Tanaskovic, N. Petrovic, "Reliability of HV/MV substations with air-isolated and gas-insulated switchgear", Conference CIGRE, Paris, 2014.

[4] YK Lin, "System Reliability Evaluation for a Multistate Supply Chain Network With Failure Nodes Using Minimal Paths", IEEE Transactions on Reliability 58 (1), 34-40, 2009.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ПЛАТФОРМИ ЗА ВИРТУАЛИЗАЦИЯ И КОНТЕЙНЕРИЗАЦИЯ ПРИ ОБРАБОТКА НА ГОЛЕМИ ОБЕМИ ДАННИ

PERFORMANCE STUDY OF VIRTUALIZATION AND CONTAINERIZATION PLATFORMS FOR BIG DATA PROCESSING

Daniel Trifonov
Technical University of Varna

Hristo Valchanov
Technical University of Varna

Abstract

For the processing of unstructured, semi-structured and structured data as well as research data of historical and statistical nature, the traditional relational database management systems are not a rational choice and have been replaced by other solutions such as systems to work with large volumes of data - the Big data. For this purpose, large-scale distributed data processing systems such as Apache Hadoop have been widely used. Building such a system requires the availability of multiple machines, which is a serious investment even for the large companies. The use of virtualization platforms can solve a number of existing problems. Increasingly, however, an attractive technology emerges as an alternative to virtualization - the containerization technology. Containers solve some of the problems typical of hypervisors and virtual machines. This paper presents a study of the performance of large data processing system implemented on virtual machines and containers.

Keywords: Big data, Apache Hadoop, Virtualization, Containerization

ВЪВЕДЕНИЕ

Обемът на данните, които се генерират и съхраняват ежедневно расте с все по-бързи темпове. Цялото това количество информация е необходимо да бъде не само съхранявано, но и обработвано. Данните стават все по-разнообразни по вид и все по-малко структурирани. В случаите на обработка на неструктурирани, полу-структурирани и структурирани данни, както и при данни от научни изследвания, исторически и статистически характер, все по-често традиционните релационни системи за управление на бази от данни не са рационален избор и са заместувани от други решения като системите за работа с големи обеми от данни – Big data. Big data се използва не само от всички софтуерни гиганти като Google, Microsoft, AWS, Facebook, Ebay, Booking, New York Stock Exchange, но и от много на брой помалки компании и изследователски центрове [1].

Десктоп инструментите за анализ и релационните бази от данни често имат проблеми с обработката на големи количества разнородни данни, затова на помощ идват силно-разпределените системи за обработка на данни като Apache Hadoop [2]. Hadoop представлява клъстерна система от малък брой управляващи и голям брой изчислителни и съхраняващи данните възли. Тази силна разпределеност позволява изчисленията върху огромни обеми от данни да стават за изключително кратко време, като всеки възел обработва само намиращите се локално при него данни.

Изграждането на такава една система е сериозна инвестиция дори и за големите компании, като се има предвид, че за да има истинска полза от разпределената обработка са необходими няколко десетки машини. Използването на виртуализационни платформи (ВП) може да разреши редица от съществуващите проблеми. Това може да бъде реализирано в няколко насоки. Тези платформи предоставят икономични от финансова страна среди изчисления, редуцират необходимостта от инвестиции в ново оборудване. В същото време ВП намаляват и цената на поддръжката, изразяваща се в

преинсталиране на операционни системи и софтуер. Все по-широко обаче, навлиза атрактивна технология, явяваща се алтернатива на ВП - контейнеризационната технология. Контейнерите решават някои от проблемите, типично характерни за хипервайзорите и виртуалните машини. Поради тяхната опростена архитектура те предоставят по-добра производителност от виртуалните машини. Същевременно позволяват по-бързо и гъвкаво предоставяне на ресурси и наличност на нови инстанции на приложенията.

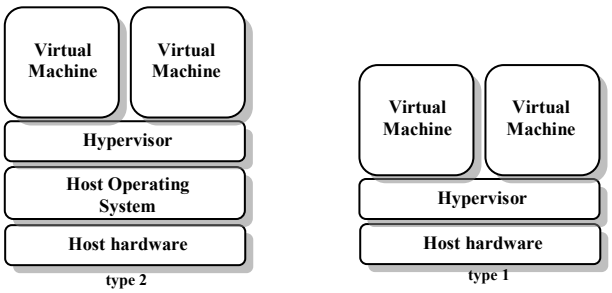
Настоящият доклад представя сравнителен анализ на производителността на системи за обработка на големи обеми данни, изградени на базата на виртуални машини и на контейнери.

ВИРТУАЛИЗАЦИЯ

Виртуализацията се дефинира като „абстрактно представяне на физическите ресурси на компютъра във виртуален компютър с помощта на специализиран софтуер" [3]. Виртуализационната платформа виртуализира хардуерните ресурси на компютрите. Тя създава напълно функционална виртуална машина (ВМ), върху която може да се изпълняват самостоятелна операционна система (ОС) и приложения, точно както при реален компютър.

Виртуализацията работи с помощта на специален софтуер – хипервайзор, който разпределя хардуерните ресурси на машината динамично и прозрачно между виртуалните машини. Няколко операционни системи могат да работят едновременно върху един физически компютър и да споделят хардуерни ресурси един с друг. Чрез капсулиране на цялата машина, включително процесор, памет, операционна система и мрежови устройства, виртуалната машина е напълно съвместима с всички стандартни x86 операционни системи, приложения и драйвери.

Известни са два основни типа виртуализационни среди: hosted и bare-metal среди (фиг. 1).



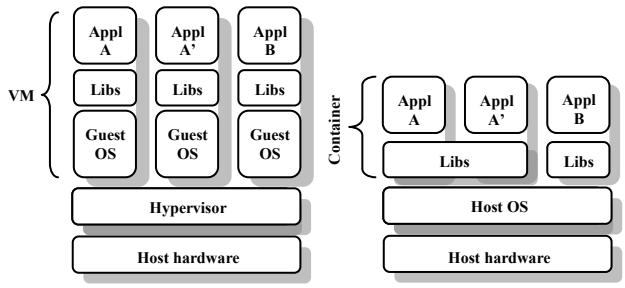
***Фиг. 1**. Виртуализационни среди*

В hosted среди хипервайзорите (type 2) се явяват софтуерни приложения, работещи в рамките на операционната система на компютъра. Хипервайзорът контролира ресурсите, които са заделени от операционната система на долното ниво. Този тип хипервайзори основно се използват в системи, където има нужда от различни входно/изходни устройства, които могат да бъдат поддържани от хост операционната система и в клиентски системи с ниска ефективност. Пример за такъв тип хипервайзори са: Microsoft Virtual Server [4], VMware Server и VMware Workstation [5].

В bare-metal среди хипервайзорите (type 1) са софтуерни системи, които работят директно върху хардуера на хоста. По този начин се постига по-висока виртуална ефективност и производителност. Този тип хипервайзори са предпочитан подход за виртуализация. Пример за подобни хипервайзори са: Citrix XenServer [6], VMware ESXi [7], Microsoft Hyper-V [8].

КОНТЕЙНЕРИЗАЦИЯ

Разликата между виртуализация и контейнеризация е основно в мястото на виртуализационния слой и начинът, по който системните ресурси се използват. Контейнеризацията, наричана още „контейнерно базирана виртуализация", "паравиртуализация" или "виртуализация на приложения", представлява виртуализационен метод за внедряване и изпълнение на разпределени приложения на нивото на операционната система, без необходимостта от стартиране на цяла виртуална машина за всяко приложение. Вместо това, множество изолирани системи, наречени контейнери, са изпълнявани на един единствен хост и достъпват ядрото на операционната система (фиг. 2).



***Фиг. 2**. Системи с ВМ и с контейнери*

Контейнерът представлява лек, самостоятелен, изпълним пакет софтуер, който включва всичко необходимо за изпълнението му: код, библиотеки, системни приложения и настройки. Софтуерът вътре в контейнера се изпълнява по един и същи начин, без значение от средата. Контейнерите изолират софтуера от обкръжаващата среда, например между средата за разработка и работната среда. Те спомагат за намаляване на конфликтите между екипите, които използват различен софтуер върху една и съща инфраструктура.

Тъй като контейнерите споделят едно и също ядро на операционната система заедно с хост машината, то те могат да бъдат по ефективни от виртуалните машини, които пък изискват отделни операционни системи. Хост операционната система ограничава достъпа на контейнера до физическите ресурси като процесор и памет, така един контейнер не може да изконсумира всички системни ресурси.

Контейнерите работещи на една и съща машина споделят ядрото на операционната система. Те се стартират по-бързо и използват по-малко изчислително време и памет в сравнение с виртуалните машини. Контейнерите споделят общи файлове което намалява употребата на дисково пространство.

Съществуват редица контейнерно- базирани решения, като Linux-VServer [9], OpenVZ [10], Docker [11].

ОБРАБОТКА НА ГОЛЕМИ ОБЕМИ ДАННИ

Една от широко използваните системи за обработка на големи обеми данни е Hadoop. Hadoop е софтуер (framework) с отворен код, разработен на Java. В Hadoop има множество инструменти за изпълнение на код и скриптове на различни програмни езици. Той се състои от две основни части - част за съхранение и част за обработка на данни. Частта за съхранение е разпределената файлова система Hadoop Distributed File System (HDFS). Тя има блокова организация, като всеки блок е с размер от 256MB. Блоковете, които съставляват един файл са разпределени по всички възли на разпределената система. С цел постигане на резервираност Hadoop поддържа репликации на блоковете. Хранилището на данни е Hive. Hive предлага лесно обобщаване на данни, временни заявки и други анализи на големи количества данни. За заявките се използва език, подобен на SQL, известен като HiveQL.

Частта за обработка на данни е MapReduce. Това е програмен модел за паралелна обработка на множество задачи. Един от основните аспекти на работата на MapReduce програмирането е, че MapReduce разделя задачите по такъв начин, че позволява тяхното паралелно изпълнение върху разпределена система от изчислителни възли. Противоположно на традиционните системи за управление на релационни бази от данни, които не могат да нараснат, за да обработят големи количества данни, програмирането в средата на Hadoop MapReduce позволява на организациите да изпълняват приложения върху огромен брой машини, което също включва и обработката на хиляди терабайти данни.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И РЕЗУЛТАТИ

Като платформа за виртуализация е избран хипервайзорът VMware ESXi 6.5, а за контейнеризация – Docker. Изборът на тези две платформи е продиктуван от тяхното широко използване, високата им производителност и възможности.

Тестовата среда е изградена върху сървърна система DELL CS24-TY, която разполага със следния хардуер:

- 2 броя, 4-ядрени Xeon L5520 с Hyper Threading;
- 72 GB оперативна памет;
- 1,8 TB дисково пространство.

На тази машина се инсталират последователно двете платформи и върху тях се из-

пълняват съответните тестове за производителността на Big data системата.

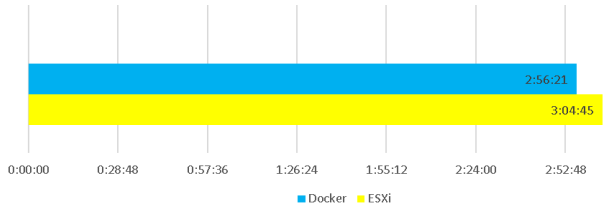
Върху VMWare са инсталирани 5 отделни Ubuntu 16.4 LTS (64-битови) виртуални машини. Във виртуалните машини има инсталирана Hadoop система, която е разпределена на 3 изчислителни възела (data nodes), 1 главен (name node) и един спомагателен (secondary name node).

Docker е инсталиран върху Ubuntu 16.4 LTS (64-битова) операционна система, като са създадени 5 отделни контейнера. В контейнерите е поместена същата Hadoop система.

Тестовете са така подбрани, че да покрият изискванията към различните хардуерни устройства: процесор, памет и устройства за съхранение.

Първият тест тества производителността на системата при обработка на данни в полуструктуриран вид. Такава обработка се налага постоянно в Big data системите, понеже входните данни доста често идват от разнородни източници и са в различни формати. Тестът е Java приложение (WordCount), което се изпълнява директно от Hadoop и извиква MapReduce. MapReduce обхожда файла и разделя текста на отделни думи, като премахва пунктуацията – map фазата на задачата. Следващата фаза е reduce. Тя редуцира резултата до файл със съдържание от двойки име–стойност, указващи за всяка срещната дума колко пъти е открита. Данните за обработка са един от последните архиви на Wikipedia (EN) като е използвано само съдържанието на английски език. То се предоставя като bz2 архив, в който има един xml файл с размер приблизително 62GB.

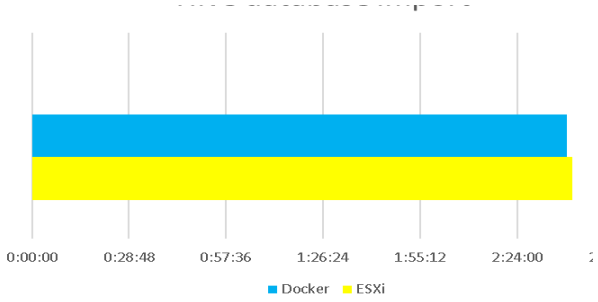
На фиг. 3 са показани резултатите от теста.



***Фиг. 3**. Резултати от тест WordCount*

Резултатите показват предимство от ~4,5% за контейнеризацията и Docker. Това е очаквано, имайки предвид, че по време на теста се използва максимално количество памет, а всяка виртуална машина заема по приблизително 1,3GB памет, която иначе се използва от Hadoop. Достъпът до дисковото пространство при виртуализацията е потенциално незначително по-бавен, което също леко увеличава преднината на Docker. Друг важен момент е дългото време за изпълнение на теста. Това се дължи на ниската производителност на дисковете на системата и е възможно при по-висикоскоростни устройства, резултатите да се различават от получените в тази тестова постановка.

Вторият тест е комплексен по отношение на процесорна обработка и входно/изходни операции – Hive dataset import. Този тест използва отново MapReduce. Той прочита съдържанието на текстовия файл *enwiki-20170701-pages-articles-multistream.xml* и го импортира в таблица на нерелационна база от данни – MongoDB. Колоните на таблицата са 2, като първата е заглавието на статията, а втората е целия текст. Обработката на текста изисква процесорно време и памет, докато четенето от файла и записът в базата от данни натоварват дисковете. Записът изисква 3 пъти повече входно-изходни операции, заради репликационния фактор. Резултатите са показани на фиг. 4.

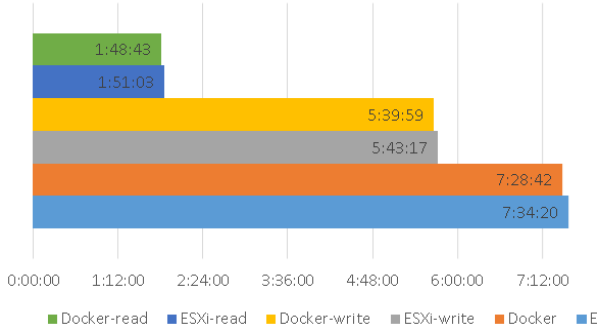


***Фиг. 4**. Резултати от тест Hive dataset import*

Следва да се отбележи, че този тест не дава ясен резултат за предимство на виртуализацията или контейнеризацията. Протича по-бързо от първия тест, понеже в базата от данни текстът се съхранява в различен формат, а и обработката на данните се свежда единствено до извличане от текста и запис в базата. Липсват фазите на сортиране и комбиниране на сортираните резултати. Разликата във времето за изпълнение на WordCount и Hive database import не е мно-

го голяма отново заради спецификата на дисковото пространство. Този тест би трябвало да приключи много по-бързо, ако за всеки data node има отделен твърд диск или дори SSD диск. В подобно изследване с тестови системи, изградени с реални и виртуални машини, при които върху една реална се стартират две виртуални, виртуалните се представят по-добре, понеже уплътняват използването на процесора, докато при реалните той не е натоварен напълно във всеки един момент от теста. В настоящото изследване не се наблюдава подобно поведение, тъй като използваният хардуер е една единствена компютърна система и натоварването и в двата случая е пълно.

Третият тест служи за оценяване на системата за съхранение. Той се изпълнява в две части: TestDFSIO-write записва 100GB данни във файловата система на Hadoop – HDFS, а TestDFSIO-read ги прочита обратно. Поради репликационния фактор, тестът за запис прави 3 пъти повече входно-изходни операции отколкото теста за четене и генерира значителен мрежов трафик. Резултатите са представени на фиг. 5.



***Фиг. 5**. Резултати от тест TestDFSIO*

При този тест резултатите са доста по-интересни. Ясно се вижда, че тестовете със запис са около 3 пъти по-бавни от тези с четене. Това е нормално и е така именно заради репликационния фактор и спецификата на тестовия клъстър. Факторът за репликация е 3, а точно толкова са и data node-овете, т.е. всяка изчислителна машина поема целия обем данни на своя диск, докато при четенето се чете едновременно и от трите машини. В случай че репликационния фактор остане 3 а изчислителните възли са повече, то разликата във времената за четене и запис ще бъде пропорционално по-малка. При големи системи със стотици изчислителни машини реално няма разлика между скоростите на четене и запис, въпреки, че репликационния фактор там може да достигне дори 5. Леко предимство има отново постановката с контейнеризация поради факта, че обръщенията към диска през виртуалния дисков контролер се забавят малко повече отколкото през интерфейса, предоставен от контейнеризацията.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базата на проведените тестове се установява, че контейнеризацията дава малко по-добри резултати в повечето случаи.

Ако вече се разполага с инсталиран сървър с хипервайзор, то не е нужно да се преинсталира с една единствена операционна система и контейнери, тъй като разликата в производителността не е толкова голяма. Освен това, в хипервайзора могат да се ползват и други виртуални машини, докато клъстерът не се използва. Следва да се отбележи, че като цяло тестовете преминават много по-бавно от очакваното. Причината е в споделените 2 диска за всичките 5 виртуални машини в единия случай, и контейнери в другия. Като препоръка при реализация на система от този тип е добре да бъдат ползвани поне по един диск и по-точно SSD диск за всяка виртуална машина или съответно контейнер. Тогава би се усетила по-реално производителността на Hadoop системата. Основната разлика в производителността идва от наличието на по-голямо количество използвана памет при системата с контейнери, защото в противния случай тя е заета от операционните системи на виртуалните машини (5 x 1,3GB) и от хипервайзора (2,26GB).

При изграждането на нови системи е изгодна реализация с контейнери, тъй като ефективността на използване на хардуера е малко по-добра, а освен това се улеснява и администрирането на системата – само една операционна система за поддръжка.

REFERENCE

[1] Want To Use Big Data? https://www.forbes.com/sites/bernardmarr/2017/08/

14/want-to-use-big-data-why-not-start-via-google-facebook-amazon-etc/#5dd460173d5d.
[2] T. White. Hadoop: The Definitive Guide. O'Reilly, 2015.
[3] J. Drews. Going Virtual, Network Computing, Vol. 17, No. 9, p. ES 5, 2006.
[4] Microsoft Virtual Server. https://www.microsoft.com/windowsserversystem/virtualserver/.
[5] VMware. https://www.vmware.com.
[6] Xen Server. https://xenserver.org/
[7] ESXi. https://www.vmware.com/products/esxi-and-esx.html.
[8] Server Virtualization. http://www.microsoft.com.
[9 Linux-VServer. http://linux-vserver.org/.
[10] OpenVZ Linux Containers Wiki. http://openvz.org/.
[11] Docker – Build, Ship, and Run Any App, Anywhere. http://www.docker.com/.

ТЕСТВАНЕ НА УЯЗВИМОСТИ В СИГУРНОСТТА ПРИ БЕЗЖИЧНИ МРЕЖИ

TESTING OF VULNERABILITIES IN WIRELESS NETWORKS

Veneta Aleksieva
Technical University of Varna

Zhecho Dimitrov
Technical University of Varna

Abstract

This paper presents a tools for testing of vulnerabilities in wireless networks, based on the techniques "man-in-the-middle" and social engineering. It works under Kali Linux with multi-language interface. The tool gives the possibility to check the level of password protection for WiFi Networks with different encryption, such as WEP,WPA and WPA2. The development is modular and it allows to be extended easily. The results from experimental research are presented.

Keywords: IDS, WiFi network, network attacks.

ВЪВЕДЕНИЕ

В наши дни много организации изграждат безжични мрежи, за да осигурят удобство и мобилност на служителите си. Домашните потребители също масово използват безжични мрежи в домовете си, а Интернет доставчици с hot-spot решения осигуряват Интернет достъп на клиентите си на обществени места.

При много от безжичните мрежи обаче се пренебрегват проблемите със сигурността. Главният проблем при най-често изградените мрежи, базирани на стандарта 802.11 е, че радио - сигналът излъчва информация на по-голяма площ, отколкото администриращият я може да контролира. Сигналът лесно може да се прихване от лице, ползващо съвместимо мрежово устройство и това може да бъде първата стъпка към киберпрестъпление - да бъде откраднатa ценна информация без организацията да разбере; атакуващият да си осигури безплатен високоскоростен достъп до Интернет; да извърши електронни престъпления възползващи се от анонимното си неоторизирано свързване с чуждата безжична мрежа.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИГУРНОСТТА ПРИ БЕЗЖИЧНИ МРЕЖИ. СЪЩЕСТВУВАЩИ РЕШЕНИЯ

Съществуват няколко метода за защита на Wi-Fi мрежи:

- Без защита - не се препоръчва
- Wired Equivalent Privacy (WEP) – въведен като стандарт през 1999г, при който открита практическа уязвимост през 2001г. в ползвания шифър (Rivest Cipher 4) RC4 за криптиране налага WiFi Aliance да обяви, че през 2003г. го замеля с WPA, а през 2004г. обявява, че WEP-40 и WEP-104 също са отхвърлени.
- Wi-Fi Protected Access (WPA) – въведен като предварителна версия на стандарт IEEE 802.11i през 2003г, при който открита практическа уязвимост през 2008г. в (Temporal Key Integrity Protocol) TKIP шифъра, който използва, налага отново WiFi Aliance [1] да търси по-добри решения.
- WPA2 – въведен през 2004г. като стандарт IEEE 802.11i, но също уязвим при използване на кратки пароли и в смесен режим с WPA.
- Wireless Protected Setup (WPS) – въведен през 2006г. като метод за свързване чрез 8 цифрен PIN, приложим за WPA/WPA2. Уязвим от 2011г. , т.к. отдалечен нападател може да възстанови PIN-а в рамките на няколко часа с атака на грубата сила и с WPS PIN и предварително споделения ключ WPA/WPA2 да влезе в мрежата.

Изследването на сигурността при безжични мрежи може да се направи по следните методи:

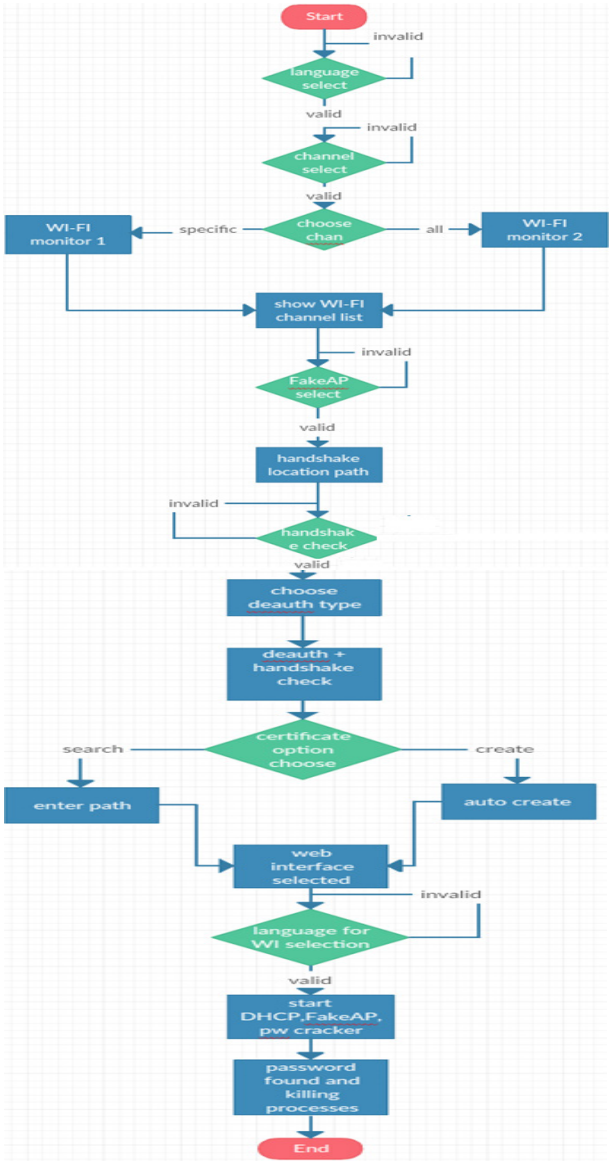
- Пасивно, познато под термина war driving. При този подход изводи за сигурността се правят само на база на публично достъпната информация, излъчвана от всяка точка на достъп от безжична мрежа (име, канал на работа, MAC адрес, методи на криптиране, MAC на клиентските устройства и др.) Подобни изследвания представляват интерес, за да проследят тенденциите в даден регион и да се направи сравнителен анализ. [2,3,4]
- Активно, познато под термина pentesting – свързване към WiFi мрежа чрез използване на познати пароли спрямо името на мрежата, деасоцииране на свързани клиентски устройства, опити за свързване чрез използване на познати слабости на марката/модела на устройството и др. Въпреки, че има предложени много средства за подобна дейност [5,6,7], ако тя не е с учебни цели или в лабораторни условия, излиза извън законовите норми.

СРЕДСТВО ЗА ТЕСТВАНЕ НА УЯЗВИМОСТИ В СИГУРНОСТТА

Настоящата разработка използва активния метод за изследване на сигурност на безжични мрежи и представя средство за изследване на уязвимости, разработено под Kali Linux. Проведените и представени тук тестове на безжични мрежи са за учебни цели и са направени в лабораторни условия.

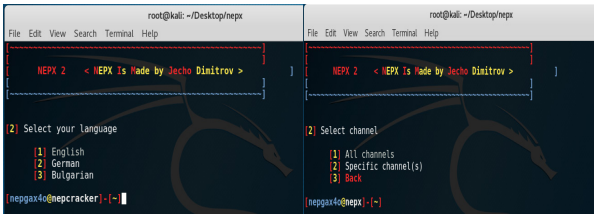
За реализация на генератора на атаки е избрана операционна система - Kali Linux 2.0 sana, т.к. тя е оптимизирана за извършване на penetration тестове и редица от рестрикциите наложени в други популярни Linux дистрибуции и в повечето версии на Windows (с изключение на Windows XP/2000/Server 2000/2008), по отношение на RAW сокетите, отсъстват. Kali Linux вече е официално достъпен и за смартфони като Nexus 5, Nexus 6, Nexus 7, Nexus 9, Nexus 10, OnePlus One, и някои модели на Samsung Galaxy, което прави възможно инсталиране на приложението на мобилно устройство.

На фиг. 1 е представена принципна схема на работа на приложението.



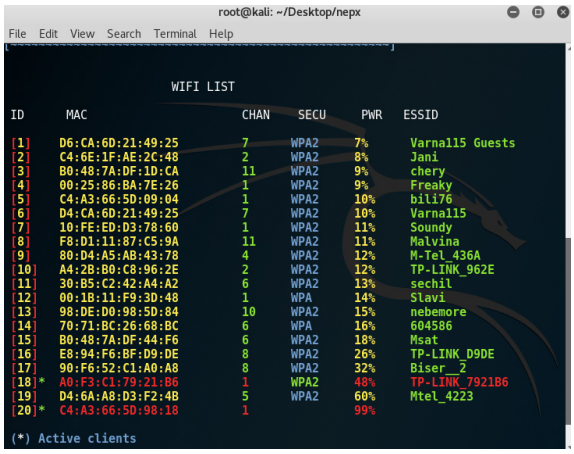
***Фиг. 1**. Диаграма на активностите на приложението за откриване на уязвимости в WiFi мрежи*

Необходимите модули за правилната работа на приложението са: Aircrack-ng, Aireplay-ng, Airmon-ng, Airodump-ng, Awk, Curl, Macchanger, Mdk3, Nmap, Pyrit и др. Ако някое от тях не е инсталирано, приложението дава нотификация за необходимата инсталация и спира работа. Приложението позволява многоезичност, като началният екран е представен на фиг.2, където може да види, че е реализирана възможност за избор на канал за прихващане на безжичните сигнали или следене на всички канали.



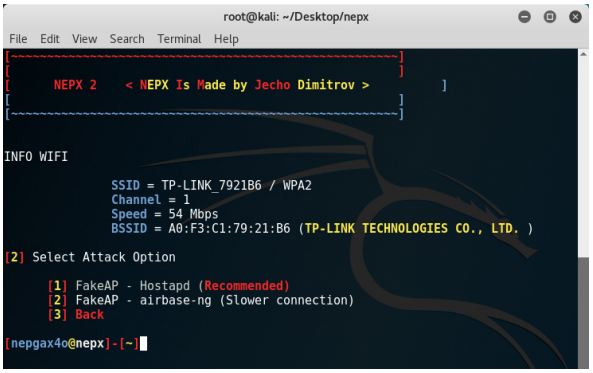
***Фиг. 2**. Начален екран. Избор на канал*

Визуализират се резултатите от сканирането и се прави избор на ESSID.



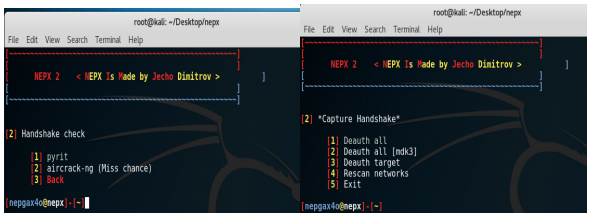
***Фиг. 3**. Списък на сканираните мрежи*

От тях чрез клавиатура може да се посочи избраната мрежа (фиг.3), след което се избират опции за атака (фиг.4) - стандартна или при по-бавна връзка, когато устройствата се намират по-далеч и сигналът е по-слаб.



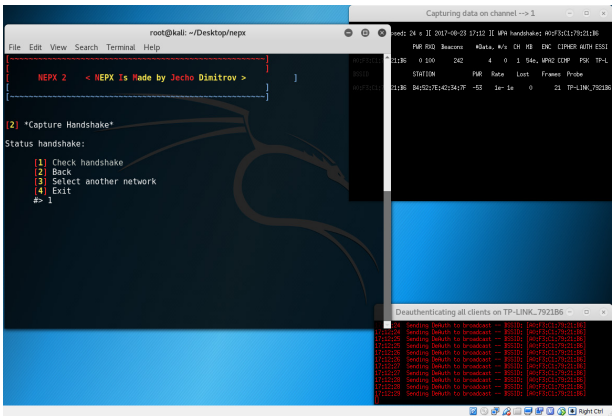
***Фиг. 4**. Избор на опции за атака*

Приложението предлага избор на средство за прихващане на ръкостискането и избор за деоторизация (фиг. 5)



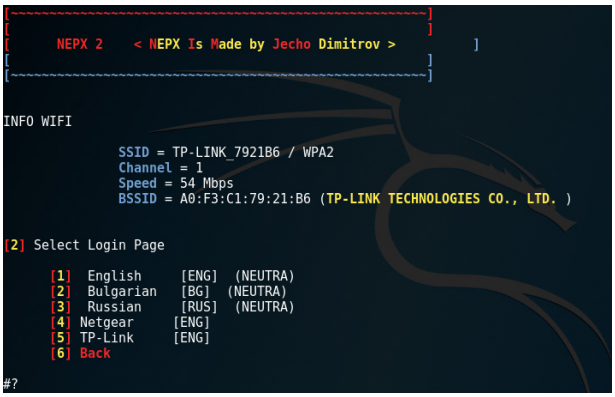
***Фиг. 5.** Опции за прихващане на ръкостискане и деоторизация*

Примерен резултат е представен на фиг.6.



***Фиг. 6.** Проверка за ръкостискане*

Аналогично се прави избор за проверка и направа на SSL сертификат, който ще осъществи декриптирането на паролата. В следващата стъпка се предлага създаване на web интерфейс, имитиращ оригиналния за даден рутер, като се предлага меню за избор на език на страницата. (фиг. 7)



***Фиг. 7.** Език за имитиращата страница*

След създаване/намиране на сертификат се избира метод за получаването на дадена парола, ако то не е bruteforce или не се ползва в списък с ключови пароли. Стартира се FakeAP, DHCP сървър-а, деоторизатора към истинската точка за достъп и се извършва проверката за пароли. Използват се iptables за HTTP/HTTPS портовете за пренасочване на трафика. Времето за тестване и резултатът (дали е открита или не паролата) зависи от активността и броя на свързаните потребители. След успешно намиране на паролата се проверяват всички процеси за мониторинг и след това се спират (killall), като се възстановява оригиналната работа на мрежата.

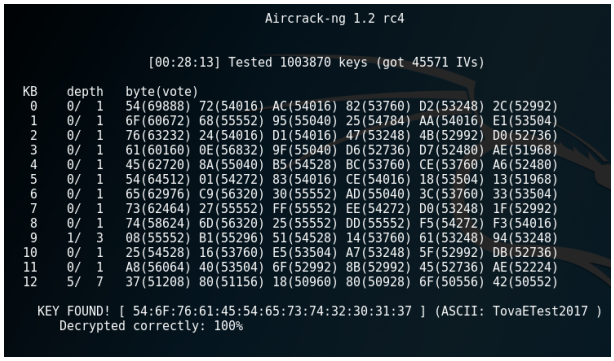
ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

С представеното приложение за тестване на устойчивостта на безжични мрежи са атакувани безжичните рутери за извличане на паролите им. Извършени са няколко типа атаки, като при всяка е измервано времето, за което се постига пълен достъп до атакуваната безжична мрежа.

1 атака: Атакуван WiFi рутер: D-link dir 615. Атаката е насочена към WEP парола 128 битова с максимум позволени 13 ASCII символа или 26 HEX.

Успешен резултат е постигнат за 56 минути, т.к. не беше генериран голям трафик от мобилно/и устройства. Използвани са модулите: airmon-ng, aircrack-ng и aireplay-ng.

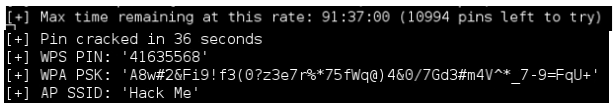
Успешният резултат е представен на фиг. 8.



Фиг. 8. *Паролата се извежда в ASCII и HEX код*

2 атака: Атакуван WiFi рутер tp-link wr740n. Атаката е насочена към wpa2 парола, но WPS е забранен.

Успешен резултат се постига за време между 2 часа и 10 часа, в зависимост от броя свързани устройства, дали WPS е забранен (трябва да се отключи), размера на трафика. Резултатът е представен на фиг. 9.



Фиг. 9. *Паролата при WPA2 е изведена*

В таблица 1 са представени резултатите от направените експерименти за атака към различни устройства, насочена към WPA2 парола, когато WPS е забранен.

Табл. 1*. Средно време за успешна атака на устройство*

Име на устройство	Тип	Средно време
TP-LINK WR740N	Wireless Router	6 часа
BiPAC 7404VGPX	AP	3 часа
ECB9500	Wireless Gigabit Client Bridge	4 часа
NP800n	Wireless Router	10 часа
WTM652	Router / Access Point	12 часа
LW310V2	Wireless Router	4 часа

3 атака: Атакуван WiFi рутер tp-link wr740n. Атаката е насочена към wpa2 парола, но е с WPS pixiedust.

Получава се или пина и паролата (фиг.10) или невалиден резултат (фиг.11).

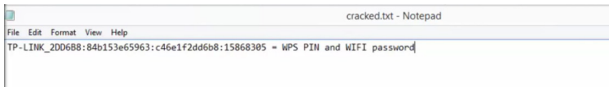
Фиг. 10. *Паролата при WPA2 + WPS pixiedust е изведена*

Фиг. 11. *Невалиден резултат при WPA2 + WPS pixiedust*

Успешен резултат се постига за време малко над 2 часа. При невалиден резултат се търси друг метод за атака.

4а атака: Атакуван WiFi рутер tp-link wr740n. Атаката е насочена към wpa2 парола, прилага се brute-force атака. Паролата е до 8 символа.

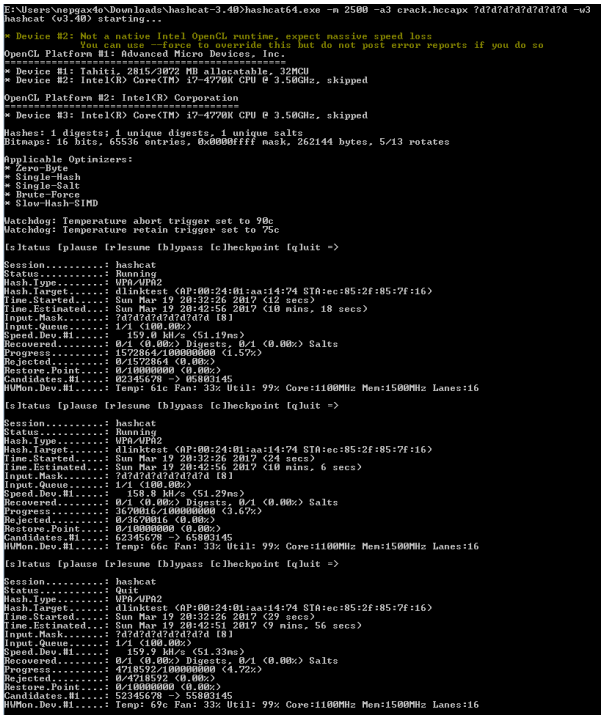
Подходите за списъка с евентуални пароли са два: да се използва password list или default-ен такъв за рутерите. Повечето рутери идват от производителя с дълга парола, която ползвателя не сменя. Така 99% от всичките възможни пароли се намират във вградения файл rockyou на Kali Linux. 5. В cracked.txt се получват съответно PIN-а и паролата (фиг.12). Успешен резултат се постига за време 86 минути, защото паролата беше в списъка.



Фиг. 12. *Паролата, получена с brute-force атака*

4б атака: Атакуван WiFi рутер tp-link wr740n. Атаката е насочена към wpa2 парола, прилага се brute-force атака. Паролата е до 8 символа. С алтернатива на предложеното в доклада решение hashcat, която работи и под Windows. Резултат е постигнат за 10 минути (фиг. 13).

Направеното сравнение на бързодействието на двете решения при използване на един и същ хардуер е в полза на популярното решение hashcat (8 пъти по-бързо). И в двата случая търсената парола беше в обхождания списък с пароли. Прилагането на маска при търсенето на пароли значително ускорява процеса и при двете решения, но съотношението на времената за намиране на паролата при равни други условия се запазва.



Фиг. 13. *Brute-force атака с hashcat*

Простият принцип на работа на предложеното приложение не би се забелязал от повечето потребители, защото по-голяма част от устройствата се свързват директно към фалшивата мрежа, която има само за цел да присвои паролата от оригиналната мрежа.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

За да бъде една мрежа достатъчно ефективно предпазена, тя трябва да бъде подготвена да отговори на потенциалните заплахи на практика. Тази необходимост все повече засилва нуждата от използването на софтуерни средства като представената разработка. С предложеното решение може да се помогне за усъвършенстване и тестване на защитата на всяка една безжична мрежа, но и да се даде възможност за извършването на тестове и симулации в реално време, максимално доближаващи се до реалните условия, при които мрежата ще функционира в критични за нейната сигурност моменти.

В настоящият доклад са представени и резултати от експерименти, които доказват ефективността на предложеното софтуерно средство за изследване уязвимостта в сигурността при безжични мрежи. Неговата модулна реализация позволява в бъдеще да се имплементират и други видове популярни атаки, които не са насочени само към безжичните мрежи.

REFERENCE

[1]WiFi Alliance, https://www.wi-fi.org/.(last visit on 01.10.2017)

[2]A. Sebbar, SE. Boulahya, G. Mezzour, M. Boulmalf, An Empirical Study of WIFI Security and Performance in Morocco - WarDriving in Rabat., ICEIT'2016, DOI: 10.1109/EITech.2016.7519621, 2016.

[3]Ar Kar Kyaw, Zhuang Tian, Brian Cusack, Wi-Pi: a study of WLAN security in Auckland City, IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, VOL.16 No.8, , pp. 68-80, 2016.

[4]Wigle Wifi Wardriving 2.24 Released, https://wigle.net/.(last visit on 01.10.2017)

[5]How To Pentest Your WPA/WPA2 WiFi With Kali Linux, https://www.pentestingshop.com/how-to-pentest-your-wpawpa2-wifi-with-kali-linux/./.(last visit on 01.10.2017)

[6]Wi-Fi Security and Pentesting, http://www.pentesteracademy.com. (last visit on 01.10.2017)

[7]Wireless Security - Wi-Fi Pen Testing, https://www.tutorialspoint.com/wireless_security/wireless_security_wifi_pen_testing.htm. (last visit on 01.10.2017)

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

SATURATION AND PERFORMANCE ANALYSES ON AN EDUCATIONAL DATA SET WITH MACHINE LEARNING ALGORITHMS

Tolga Demirhan
Trakya Üniversitesi Tunca Vocational College, Edirne Turkey
tolgademirhan@trakya.edu.tr

Özlem Uçar
Trakya Üniversitesi Engineering Faculty, Edirne Turkey
oucar@trakya.edu.tr

Abstract

In the present study, saturation and performance analyses were carried out on a data set which consists of educational instances. As a result of the study, the most successful results were obtained by the Random Forest algorithm in the data set created through BiasToUniform:1 and NoReplacement:false customizations in Resampling filter, which was also observed to be saturated. When the confusion matrix of the Random Forest algorithm was investigated, it was seen that 351 of 366 Successful instances and 358 of 366 Unsuccessful instances were predicted accurately by the algorithm. Performance values for the Random Forest algorithm were 97% for Accuracy, 97% for F-Measure and 94% for Kappa.

Keywords: Machine Learning, Educational Data Set, Saturation, Performance Analysis

INTRODUCTİON

Classification is a data mining process which is used for the extraction of information and making future predictions from data sets. In order to obtain successful results in classification, noise cleaning and conversion of record attributes are essential along with the consideration of the number of instances in the data set.

Classification algorithms provide information in the process of learning through the instances in the data set and are trained by means of this information. For that reason, the classification of data within data sets with and insufficient number of instances is highly arbitrary. Also referred to as saturation, this issue is crucial since it provides information on the adequacy of the number of instances in an educational data set [1]. Whether an algorithm is adequately saturated or not can be observed in learning curves, also referred to as Happy Graph, which are obtained using the subsets taken randomly from the data set in varying sizes. The accuracy of a classification algorithm can be evaluated using these learning curves. [2]

A learning curve is generated by plotting the training set size on the x-axis and the classification accuracy on the y-axis in a coordinate system. The learning curve can be defined as the relationship between the classification performance and the size of the training set. It is also used to help determine the most appropriate training data when it comes to the costs related to the provision of samples. [3]

If a learning curve follows a straight line or a downward trend in the y axis after a certain number of instances, or in other words, if the accuracy value does not increase despite the increase in the number of instances, it can be said that the highest possible learning success rate has been achieved and learning saturation has been reached with the related number of instances. [1,3]

In the present study, j48, Random Forest (RF) and Naive Bayes (NB) algorithms of Weka software were used to produce learning curves on the educational data set. [3] In order to take samples in varying sizes from the valid data set, Resampling (biasToUniformClass=0/1, noReplacement = true/false, SampleSizePercent = 20, 40, 60, 80, 100) which is a Weka filter and Cross-Validation (fold = 10) as the test type were used. Through the study, special emphasis was put on saturation in data sets and the factors affecting the obtaining of the data sets and the production of learning curves were investigated.

MATERIALS AND METHODS

The records in the data set which were used in the study comprises of the results of the questionnaires and chapter tests completed by volunteer primary school pupils. Upon the collection of the test and questionnaire data from the pupils by means of optical form, the data set was cleaned of problematic records. For the sake of a positive effect on the classification process, the number of classes in the classify value (sontest) attribute was converted into two classes.

In order to convert the multi-class structure of the Sontest attribute into two classes as Successful and Unsuccessful, averaging, which is also used to find the threshold value in the computation of the bell curve, was used. The average value of the sontest attribute in the available data set was 70. The scores below this value were converted into Unsuccessful and those above the average value were converted into Successful. Thanks to the preprocessing of the data set, a data set with the classify value (sontest) attribute with two classes and 732 instances was obtained.

Weka 3.8.1, which is one of the popular tools in data mining, was used for sampling and classification. Weka was developed by Waikato University in Australia as a Java-based software and it is an open-source data mining software with a number of users across the world. [4] The data set was converted into .arff format which Weka could understand.

```
@relation Basari_Analizi-weka.filters.unsupervised.attribute.Remo

@attribute probleme_dayali {PDO,GELENEKSEL,bos}
@attribute gelir_duzeyi {kotu,orta,iyi,cok_iyi,bos}
@attribute cinsiyet {kiz,erkek,bos}
@attribute yas {10,11,12,13,bos}
@attribute nerede_yasiyorsun {ailemle,yurtta,akrabada,hicbiri,bos
@attribute kiminle_yasiyorsun {annemle,babamla,ailemle,diger,bos}
@attribute odan_varmi {evet,hayir,bos}
@attribute annen_yasiyormu {evet,hayir,bos}
@attribute annen_calisiyormu {evet,hayir,bos}
@attribute annenin_egitim_durumu {ilkokul,ortaokul,lise,universit
@attribute baban_yasiyormu {evet,hayir,bos}
@attribute baban_calisiyormu {evet,hayir,bos}
@attribute babanin_egitim_durumu {ilkokul,ortaokul,lise,universit
@attribute kac_kardessiniz {tekim,iki,uc,dort_ve_daha_fazla,bos}
@attribute engelli_akraba {annem,babam,kardesim,hicbiri,bos}
@attribute odevlerine_kim_yardimci_oluyor {annem,babam,anne_ve_ba
@attribute telefon_numarasini_biliyormusun {evet,hayir,bos}
@attribute adresini_biliyormusun {evet,hayir,bos}
@attribute ulasim {servis,araba,yuruyerek,minibus,bos}
@attribute okulda_vakit_gecirme {hicbirzaman,bazen,siksik,herzama
@attribute en_coksevdigin_ders {fenveteknoloji,matematik,turkce,h
```

Fig 1: *.Arff File*

Moreover, as the classification algorithms to be run on the data set, Naive Bayes, J48 and Random Forest algorithms in the Weka library, which are frequently used in learning curve experiments, were used. In the study, customizations which would affect model success were avoided and the algorithms were used in their default values. Cross-Validation 10 was preferred as the test method.

A. Resampling:

Resampling: Weka includes three types of filters for performing sampling in different sizes on an existing data set. In the present study, Resample filter, which is within the Supervised / Instances category, was used. New data sets with an equal number of class instances can be formed by setting the BiasToUniform field in this filter to 0 or 1. If the BiasToUniform field is set to 0, the class instance distribution among the records in the data set is taken into account and the same field can be set to 1 if this is not necessary. Furthermore, after setting the NoReplacement field to false and a value above 100% is input into the SampleSizePercent field, the sample size may be increased above the number of instances in the existing data set. [5]

B. Classification Algorithms Used:

Naive Bayes: Bayesian classifiers are based on the Naive Bayes theory and assume that each attribute is independent of the other attributes. The conditional probability of a class label is predicted and assumptions are made on the model in order to make this possibility a product of the conditional probabilities. [6]

J48: All instances in a decision tree begin in the root node. The attribute which produces the best discrimination is used in the root node and branches to the inner nodes that are based on the division attribute. The process continues until each one of the instances belong to the same class or as long as there is no more attribute. Among the most useful features of decision trees are their understandability and easy interpretation in the form of rules. In the decision tree, the assumption is that the instances which belong to different classes have at least one attribute with a different value. J48 is a decision tree algorithm based on the popular C4.5 algorithm. [6]

Random Forest (RF): Random Forest is a classification algorithm used in decision trees, which includes a voting method and was developed by Leo Breiman and Adele Cutler. [7]

The purpose of the algorithm is to combine the decisions of a number of multivariate trees, each one of which are trained in different training sets, instead of producing a single

decision tree. In the identification of attributes in each level, the attribute is firstly identified through computations in all trees and then the most frequently used attribute is selected by combining the attributes in all the trees. The selected attribute is included in the tree and the processes are reiterated in the other levels. [8]

EVALUATION METRICS

Confusion Matrix is used for the evaluation of the classification models with respect to their levels of success. A dual-class confusion matrix is as follows.

Table 1. *Confusion Matrix*

		Predict	
		Successful	Unsuccessful
Actual	Successful	TP	FN
	Unsuccessful	FP	TN

TP (True Positive) - FN (False Negative) - FP (False Positive) - TN (True Negative)

Values which aid the interpretation of the performance of an algorithm, such as Accuracy, TP Rate, FP Rate, Sensitivity, Specificity, Precision, Recall, F-Measure, Kappa, ROC, MCC etc., can be obtained using the confusion matrix. In the present study, Accuracy, F-measure, Kappa values were taken into account for the comparison of classification algorithms run on the data sets.

Accuracy: Accuracy is the most popular and simple method in the evaluation of model success. Correct classification rate is the value which gives the rate of correct classifications an algorithm makes using the instances in the data set as both training and test data. [9] The accuracy value provides the classification performance related to whole test data independent of classes. [10]

$$\textbf{Accuracy} = \frac{(TP+TN)}{(TP+FP+FN+TN)} \quad (1)$$

$$\textbf{Accuracy} = \frac{\text{Sum of the number of accurate predictions}}{\text{The number of instances}} \quad (2)$$

The accuracy of a classification algorithm can be evaluated by means of the learning curves formed using accuracy values. [2]

However, since the classify value used in the present study has a dual-class structure, it is considered to be inaccurate to evaluate classification success only by checking the accuracy value. [11]

Kappa: Kappa Statistic (KS) is a measure which is used to express the level of agreement between predicted and observed classifications in a data set quantitatively. KS value is between -1 and 1. -1 indicates total disagreement or a negative relationship. 1 indicates perfect agreement. KS values above 0.4 indicate that the agreement is acceptable beyond chance. [12] Kappa Statistic value is calculated with the formula below.

$$\boldsymbol{K} = \frac{(P_a - P_c)}{(1 - P_{c)}} \quad (3)$$

P(a) shows the accuracy of the classifier and P(c) is the expected accuracy of the classifier which makes random predictions on the same data set. [13]

F-Measure: F-Measure is expressed as the harmonic mean of precision and recall values. F-Measure is especially used to find out the performance of the classifier during the preparation of training data and to determine if the classes are sufficient for diagnosis. The acceptable F-Measure value is generally taken as 0,5. [12] This value is used as 0,5 in the present study.

$$\boldsymbol{F - Measure} = \frac{2 * Precision * Recall}{Precision + Recall} \quad (4)$$

Precision: Precision is the ratio of the number of True Positive (TP) instances predicted as class 1 to the total number of instances (TP + FP) predicted as class 1.

$$\boldsymbol{Precision} = \frac{TP}{TP+FP} \quad (5)$$

Recall: Recall is the ratio of correctly classified True Positive (TP) instances to actual total positive (TP + FN) instances.

$$\boldsymbol{Recall} = \frac{TP}{TP+FN} \quad (6)$$

Learning Curve: Learning Curve is one of the tools used to visually present the performance of classification. In the Learning Curve, classification performance is given on the Y axis while the number of training instances is given on the X axis. Learning Curves show that sufficient data has been obtained and no more learning will occur. Furthermore, Learning

Curve can also show the performance of different classification algorithms on different sets of data. [14]

The accuracy of the classification algorithm can be evaluated using the Learning Curve. In the learning curve given below, the accuracy value is observed to increase when the size of the data set increases. The curves in this view can also be given as a Happy Graph. [2]

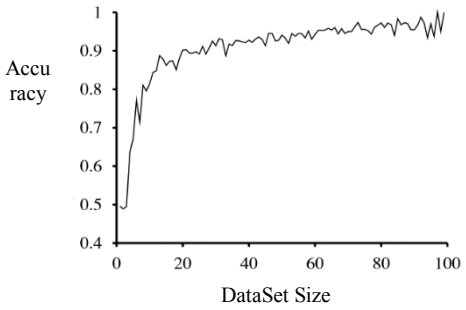


Fig 2: *Learning Curve – Happy Graph*

EXPERIMENTAL STUDY AND RESULTS

Experiments were performed using Weka 3.8.1. Naive Bayes, C4.5 decision tree, Random Forest (RF) algorithms were used as the basic classifiers. J48 in Weka was used as C4.5. To obtain samples of different sizes from the valid data set, Resampling filter

(biasToUniformClas=0/1,noReplacement= true/ false, SampleSizePercent=20%, 40%, 60%, 80%, 100%) from Weka filters was used and a total of 20 data sets of different sizes were generated from the 732-sample data set. These data sets are given below. These datasets were grouped into types I, II, III and IV due to the customizations made in the Resampling filter to facilitate tracking them.

Table 2: Resampling: BiasToUniform:0 - NoReplacement:false

	%	Class		Total Instance
		Successful	Unsuccessful	
I.TYPE	20	123	23	146
	40	246	46	292
	60	369	70	439
	80	492	93	585
	100	615	117	732

Table 3: Resampling: BiasToUniform:0 - NoReplacement:true

	%	Class		Total Instance
		Successful	Unsuccessful	
II.TYPE	20	123	23	146
	40	246	46	292
	60	369	70	439
	80	492	93	585
	100	615	117	732

Table 4: Resampling: BiasToUniform:1 - NoReplacement:false

	%	Class		Total Instance
		Successful	Unsuccessful	
III.TYPE	20	73	73	146
	40	146	146	292
	60	219	219	438
	80	292	292	584
	100	366	366	732

Table 5: Resampling: BiasToUniform:1 - NoReplacement:true

	%	Class		Total Instance
		Successful	Unsuccessful	
IV.TYPE	20	63	83	146
	40	146	117	263
	60	219	117	336
	80	292	117	409
	100	366	117	483

Among the classification results obtained by taking into account the accuracy, F-measure and Kappa values from the classification algorithms run on the generated data sets, the most successful results were obtained from the Type III data sets and the Random Forest algorithm. The analysis results obtained from these data sets by the Random Forest algorithm are given below.

Table 6. Resampling: BiasToUniform:1- NoReplacement: false

%	Class's Instances		Total Instance	Analysis Results		
	Successful	Unsuccessful		Accuracy	F-Measure	Kappa
20	73	73	146	0,82	0,82	0,64
40	146	146	292	0,88	0,88	0,76
60	219	219	438	0,93	0,93	0,86
80	292	292	584	0,97	0,97	0,95
100	366	366	732	0,97	0,97	0,94

The Accuracy, F-Measure and Kappa values obtained by the Random Forest algorithm from the Type III data sets are shown below in graphical form.

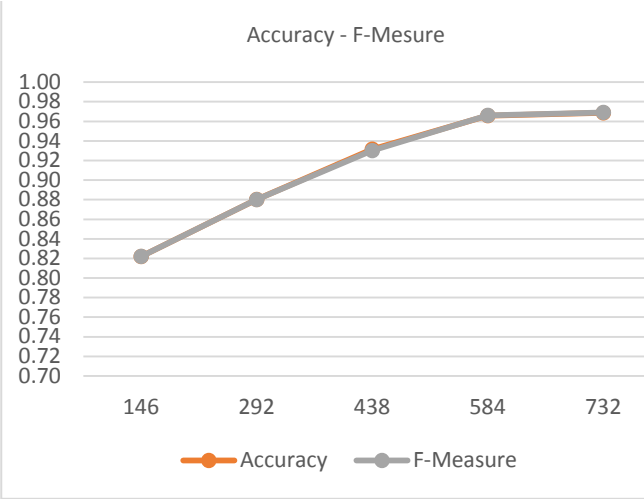


Fig 3: *Learning Curve*

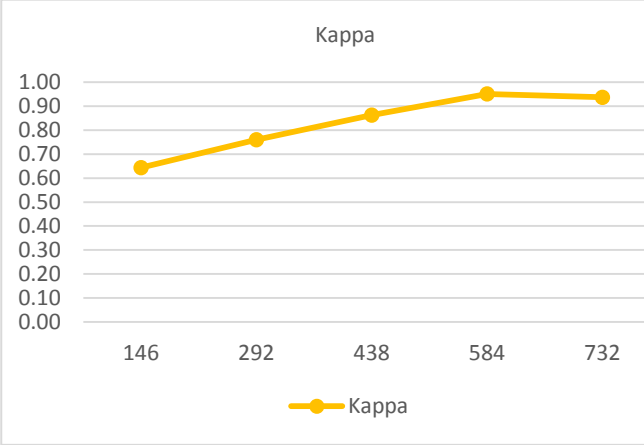


Fig 4: *Kappa Curve*

The results obtained by the Random Forest algorithm on the Type III data set with 732 instances are given below with the Weka Output screen.

```
Correctly Classified Instances         709               96.8579 %
Kappa statistic                          0.9372
Mean absolute error                      0.0872
Root mean squared error                  0.1667
Relative absolute error                 17.4325 %
Root relative squared error             33.3341 %
Total Number of Instances              732

=== Detailed Accuracy By Class ===

               TP Rate  FP Rate  Precision  Recall  F-Measure  MCC      ROC Area  PRC Area  Class
               0,959    0,022    0,978      0,959   0,968      0,937    0,997     0,996     BASARILI
               0,978    0,041    0,960      0,978   0,969      0,937    0,997     0,997     BASARISIZ
Weighted Avg.  0,969    0,031    0,969      0,969   0,969      0,937    0,997     0,997

=== Confusion Matrix ===

   a   b   <-- classified as
 351  15 |   a = BASARILI
   8 358 |   b = BASARISIZ
```

Fig 5: *Weka Output*

CONCLUSION

In the present study, Random Forest, J48 and Naive Bayes algorithms were run on 20 data sets generated by using the Resampling filter on an educational data set. Saturation and learning curve behavior were investigated with respect to the related data sets and classification algorithms using the results obtained.

When the experimental results were scrutinized, it was seen that the data sets with which the most successful results had been obtained were among the Type III data sets which were generated by means of the BiasToUniform:1 and NoReplacement:false customizations on the Resampling filter.

When the classification algorithm experiments conducted on the Type III data sets were investigated in terms of Kappa values, it was seen that the obtained classification success was not arbitrary. The same experiments suggested that the classes were adequate for diagnosis when they were investigated in terms of F-Measure and Accuracy.

Rank ordering the success levels of the classification algorithms with Type III data sets showed that the most successful algorithm was Random Forest. In this order, J48 ranked the second and Naive Bayes ranked the third. When the confusion matrix obtained by the Random Forest algorithm, which produced the most successful results in the Type III data set with 732 instances, was examined, it was seen that the algorithm accurately predicted 351 of 366 Successful instances and 358 of 366 Unsuccessful instances. This value produces an Accuracy of 97%, an F-Measure of 97% and a Kappa value of 94%.

When the Type III data sets were investigated, it was seen that the instance count of two classes belonging to the classify value (sontest) attribute were equal-balanced. Looking at the criteria values obtained, it can be said that balanced data sets have an effect on classification success.

When the learning curves in Fig 5 were examined, it was seen that the accuracy values reached the highest possible success level in the experiments with a certain number of data sets and increasing the number of instances after this point had no effect on accuracy success. This shows that the model reached its learning saturation and a sufficient number of instances were used in the experiments. [2]

REFERENCES

[1] Eminağaoğlu, M., Özdevimli Öğrenme Yaklaşımı ile Bilgi Güvenliği Risklerinin Nitel Değerlendirilmesine Yönelik Bir Model,Doktora Tezi, 2011.

[2] Russell, S., and Norvig, P., Artificial Intelligence A Modern Approach Third Edition, ISBN-13: 978-0-13-604259-4,p:702-703, 2010.

[3] Weiss, G. M., Provost, F., "Learning when training data are costly: the effect of class distribution on tree induction". Journal of Artificial Intelligence Research, 19, s. 315-354, 2003.

[4] Dener, M., Dörterler, M., Orman, A., "Açık kaynak kodlu veri madenciliği programları: WEKA'da örnek uygulama", Akademik Bilisim'09 - XI. Akademik Bilişim Konferansı, Şanlıurfa, 787-796, 2009.

[5] https://weka.wikispaces.com/Classifying+large+datasets,2017.

[6] Mishra, T., Kumar, D., Gupta, S., Students' Employability Prediction Model through Data Mining, International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Volume 11, Number 4, p:2279, 2016.

[7] Korkem,E., Mikroarray Gen Ekspresyon Veri Setlerinde Random Forest Ve Naïve Bayes Sınıflama Yöntemleri Yaklaşımı, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi, Sağlık Bilimleri Enstitüsü, 2013.

[8] http://bolubeyi.net/karar-agaclari-ve-algoritma-turleri.html,Mayıs 2017.

[9] Özhan E., Yapay Zeka Yöntemleri İle Dünya Depremlerinin Modellene Bilirliği, Isıtes2014 Karabük – Turkey,1188, 2014.

[10] Klement, W., Wilk, S., Michaowski, W., Matwin, S.: Dealing with Severely Imbalanced Data. In: ICEC 2009 Workshop, PAKDD, p:7, 2009.

[11] Bulut,F., Performance Analysis of Ensemble Methods on Imbalanced Datasets, Bilişim Teknolojileri Dergisi, Cilt: 9, Sayı: 2, Mayıs 2016 - DOI: 10.17671/Btd.81137.

[12] Aydın F., Kalp Ritim Bozukluğu Olan Hastaların Tedavi Süreçlerini Desteklemek Amaçlı Makine Öğrenmesine Dayalı Bir Sistemin Geliştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi,p:39-41,2011.

[13] Kılıçaslan Y., Güner E. S., Yıldırım S., Learning-based pronoun resolution for Turkish with a comparative evaluation, Computer Speech & Language Volume 23, Issue 3, July 2009, Pages 311-331

[14] Remco R. Bouckaert, Efficient AUC Learning Curve Calculation19th Australian Joint Conference on Artificial Intelligence, Hobart, Australia, December 4-8, 2006.

3D КОМПЮТЪРЕН МОДЕЛ ЗА ПЕРСОНАЛЕН ФИКСАТОР ПРИ ОРТОПЕДИЧНА ТЕРАПИЯ

3D COMPUTER MODEL FOR PERSONAL FIXATOR IN ORTHOPEDIC THERAPY

Mariyana Ivanova Nikolova, Kostadin Georgiev Boyadjiev
St. Cyril and St. Methodius University of Veliko Turnovo, Bulgaria

Abstract

This article presents application of 3D technologies in the medicine area, and specifically in the orthopedics. The idea and the algorithm for building a model for personal fixative in orthopedic therapy has been considered. The project is related with creation of aids for immobilization after injuries, technologically based on the use of 3D technologies. The prerequisites, problems and particularities with the realization of the project are described.

Keywords: 3D technologies, 3D modeling, visualization, 3D personal polymer fixator.

ВЪВЕДЕНИЕ

Създаването и реализацията на проекти, базирани на 3D технологиите се основава на компютърно генерирани образи и прилагане на различни алгоритми и компютърни модели, които се изграждат в тримерна графична среда. Те могат да бъдат внедрени и използвани за създаване на обекти, които да доведат до качествена промяна в начина и „технологията“ на живот.

Графичните пакети за моделиране се използват за създаване на интерактивни 3D обекти. Успешно се прилагат при изграждане на компютърни образи за различни практически приложения, поради възможностите за систематизиране, текстуриране и осветление. Това подпомага създаването на добри и ефективни 3D модели.

Към 3D е-ресурси са насочени допълнителни очаквания - да се осигури и стимулира развитието и усъвършенстването чрез моделиране и визуализиране на триизмерни компютърно генерирани образи, както и за симулация на трудно разбираеми процеси и дейности.

Настоящата статия предлага анализ и методология за създаване на иновативен продукт в медицината при ортопедична терапия на основата на 3D технологите. Този проект предоставя компютърен 3D модел за персонален полимерен фиксатор (ППФ), който може да замести традиционните методи на обездвижване при контузии.

Създаването на триизмерни обекти се реализира на база на 3D графични приложения, съдържащи функции за детайлна работа с инструментариума на конкретна технологична среда.

ИЗЛОЖЕНИЕ

3D изображенията, определени от тримерното пространство имат дълбочина и предлагат множество перспективи, съответстващи на тези в реалния свят. 3D софтуерът се използва за създаване на обекти, компютърно-генерирани линии, повърхнини и криви, определящи и изграждащи тримерните модели [3],[6].

Обект на настоящата статия е представяне на идея и алгоритъм за изграждане на модел за персонален фиксатор при ортопедична терапия. Проектът е свързан с производство на помощни средства за обездвижване след травми, като технологично се базира на използването на 3D технологиите. Реализацията на този проект е свързана с последователно прилагане на 3D технологии - 3D сканиране, 3D компютърна обработка на информация и 3D принтиране.

Технологична база за реализиране на 3D модел

✓ 3D представяне и обработка на информация

При изграждане и анализ на тримерни визуални сцени е нужно определяне на взаимното пространствено положение на обектите и възприемането им [4]. За представяне на изображения с използване на 3D технологии е необходимо отчитането на третото измерение (дълбочинна информация). С помощта на 3D технологиите може да се осигури детайлизирана информация относно структурата, формата и позицията на обектите [1], [7] и получаване на нови знания от предложените инструменти за възприемане на заобикалящата среда. Инструментите за по-реалистично възприемане на тази среда са източник на нови детайли, нова информация и допълнителни подробности.

Изследването на методи за разработване на универсално 3D съдържание за различни цели са в процес на интензивни научни изследвания. Тримерната компютърна графика създава реалистични графични модели на реални или абстрактни обекти и пространства. В разработването на приложения се акцентира на тази възможност.

3D модели се реализират с различни графични програми: Sweet Home 3D, Autodesk 3ds Max, Autodesk AutoCAD, Autodesk Maya, Blender, Dassault 3DVIA Composer, Mahon, PTC, Siemens PLM, Google Sketchup и други. Акцентира се на възможността за използване на съществуващи данни при създаване и изграждане на 3D модели, както и използване на универсални среди за изграждане на приложения в сферата на 3D графиката и визуализациите.

✓ 3D сканиране

За реализиране на идеята на проекта, основният източник на първична информация е заснетият обект с помощта на 3D сканер или фотоапарат с конкретни параметри.

Технологично 3D сканиране е процедура по снемане на координати на точки по повърхността на даден обект. 3D скенерите могат да бъдат различни видове, като това, което ги различава, е начинът на събиране на информацията. Този хардуер е с богат набор от вградени функционалности и все по-големи възможности. Основен фактор при избора на техническо устройство се явява оптимизацията на характеристики, цена и сложност на работа при процедурите за успешно заснемане на даден обект. В масовата практика се използват основно лазерни скенери и скенери със структурна светлина.

3D лазерните скенери могат да бъдат категоризирани общо в три основни категории – лазери, работещи чрез триангулация, импулсни (пулсови) лазери и фазови лазери. Съществуват хибридни и/или комбинации на други 3D сканиращи технологии, такива като основаната на принципите на интерферометрията, технология AFI или коноскопичната холография. Разстоянието от източника на светлинния лъч до обекта се изчислява на базата на ъгъла, под който отражението на лъча от сканираната повърхност се регистрира от фотоприемника. Така се създават множество 3D координати и се генерира 3D изображение на даден физически обект.

Основен източник на „суровата“ информация за бъдещия 3D модел е заснетият обект с помощта на 3D скенер или фотоапарат.

✓ 3D принтиране

3D принтирането е процес, при който от 3D компютърен модел се изработва реален обект от полимер или друг материал с конкретни технически и якостни характеристики, зависещи до голяма степен от вида на използвания материал. Тази техника обединява технологии, познати като адитивен печат. При принтиране на триизмерен твърд обект, 3D принтерът чете желаната форма от цифров носител преди да започне нанасянето и наслагването или отнемането на последователни слоеве материал. Всеки слой представлява разрез на крайния обект, който се получава с наслагване или отнемане на слоевете материал.

3D принтерите използват различни методи за принтиране. Разликите са в начина на превръщане на слоевете в 3D обект – топене, втвърдяване или отнемане на слоеве материал, в зависимост от използваната

технологипя. Основните технологии при 3D принтирането днес са селективно лазерно синтероване (SLS), моделиране чрез разтопяване (FDM) и стереолитография (SLA).

Една от основните насоки при 3D печата е в посока развитие на материалите. Все повече компании започват използването на „необичайни“ до скоро материали при 3D печат. Вече започват да се използват такива, които работят с метал, различни бетонови смеси, хартия. Това прави този метод много адаптивен и иновативен, тъй като не се ограничава от форми, размери, или материал.

Технологичните, икономическите и законодателните проблеми за потребителите на 3D технологии, софтуер и услуги са липса на достатъчен набор от стандарти и правила, които да позволят широка съвместимост на хардуер и софтуер (както и нормативно разписани норми и стандарти при реализация на готов продукт).

Предлагат се решения, но макар и функционални, те не дават пълна съвместимост между софтуер и хардуер, предлагани от различни производители. Освен, че се губи функционалност, има проблем при обучението на кадри. Специалистите със знания и опит, свързани с 3D технологиите са недостатъчни за работа с различни 3D приложения.

Методология за проектиране на 3D модели при ортопедична терапия с помощта на 3D технологии

✓ Цел и идея за персонален фиксатор

Идеята за изграждане на модел за персонален полимерен фиксатор при ортопедична терапия е свързан с производство на помощни средства за обездвижване след травми, като технологично се базира на използването на 3D технологиите [9]. Целта е създаване на иновативен продукт, заместващ традиционните методи на обездвижване при контузии на хора и животни. Това се реализира чрез създаване на 3D модел и краен продукт - персонален полимерен фиксатор за ортопедична терапия.

✓ Предпоставки за проекта.

Към момента основния начин на обездвижване е чрез използване на бинт и гипс за гипсова превръзка или шина, които обездвижват травмирания участък. Тези методи обаче са:

☛ неприложими или трудно приложими в случаите, когато травмата е придружена с повърхностни или дълбоки наранявания на същия участък, пациентът е алергичен към гипс и неговите производни или се налагат ежедневно третиране и/или наблюдение на травмирания участък;

☛ има редица неудобства, защото голямата тежест и обем на гипсовата превръзка води до неудобство при движенията, невъзможност за потдържане на хигиена на гипсирания участък, липса на пропускливост на въздух и водни пари, което води до дисконфорт у пациента и е предпоставка и за развитието на бактереологични инфекции;

С проектирането и направата на персонализиран полимерен фиксатор биха се решили не малко от горе упоменатите проблеми. ППФ е обездвижващо средство, следващо индивидуалните особености на травмирания участък на конкретния пациент.

✓ Предимства и недостатъци при използването на персонален фиксатор

Удобна персонална форма, ниско тегло, малък обем и опция за заработване на отвори са характеристики, които осигуряват предимства в две посоки – от медицинска гледна точка и за подобряване конфорта на живот при травма и налагане на частични или цялостно обездвижване. ППФ подобрява цялостния комфорт по време на лечението - не натоварва допълнително опорно-двигателния апарат, осигурява по-голяма свобода в движенията, при спане, релаксация и минимални ограничения при поддържане на хигиена. От гледна точка на лечението, този продукт дава възможност за третиране на повърхностния слой и „проветривост“ на кожата, използване при хора, алергични към гипс и неговите производни да получат пълноценно лечение.

Недостатъците са свързани с по-високата цена от тази на гипсовите превръзки, възможност от алергична реакция към ABS или PVA-материя и време за снемане и обработка на информацията, проектиране и печат на ППФ. Тенденцията е себестойността да се снижава след оптимизиране на

целия процес на създаване на фиксатора, както и да намалява човешкия компонент в неговата изработка. Времетраенето ще се скъсява при въвеждане на нови практики, разширяване на базата данни, натрупването на опит и пр.

✓ **Изготвяне на 3D компютърен модел на ППФ**

Предложеният модел е в резултат на многократни опити, при които грешките бяха важен коректив за постигане на крайната цел. Хардуерната и софтуерната обезпеченост може да се осигури с различно технологично оборудване и програмни платформи. Ще предложим един тестван вариант, който предстои да се развие.

Изготвянето на реален 3D компютърен модел на ППФ включва събиране на информацията, компютърна обработка и 3D печат на готовия фиксатор. Тези дейности се реализират в няколко етапи.

➥ *Заснема се обекта* (контузената част от тялото) с фотоапарат или скенер.

През първия етап се събира информация, необходима за компютърна обработка.

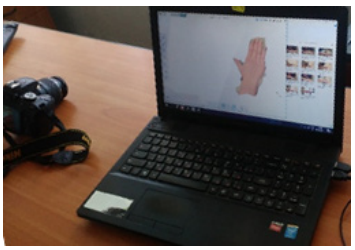
3D скенерът е скъп вариант да се дигитализира 3D реалността. Технологиите за снемане на пасивна реалност, като фотограметрия не изискват специален хардуер [5]. Опитите са извършени с фотоапарат Nikon D3300, обектив Nikkor 50 mm 1.8 G и софтуер Autodesk remake.

При заснемането на травмираната част е възможно да се допуснат множество грешки, които да не позволят да се получи очаквания резултат. За целта е направена тестова серия от снимки на част от ръка. В резултат на опитите могат да се изведат следните изводи: при заснемане следва първия и последния кадър да съвпадат; светлината, попадаща върху заснемания обект не трябва да е пряка; източникът на светлина, обектът на заснемане и апаратът да не се намират в една линия, тъй като се получава изображение, което не може да бъде коректно разчетено от програмата.

Планираният подход на работа е след обработка с помощта на софтуер, да се изгради меш и да се „отреже“ ненужното.

➥ *Генерира се 3D обект* (с помощта на софтуер Autodesk remake 2017).

През този етап се генерира меш с текстура от Autodesk remake и се записва във файл, който се импортира за последваща обработка (фиг. 1).



Фиг.1. *Генериране на меш*

Мешът е набор от точки, групирани в многоъгълници, които образуват твърдо тяло или плоскост, включващо върхове, ребра и повърхности, както и допълнителни характеристики като цвят и др. За да се създаде мрежа е нужен коректен списък от върхове и система за групиране на тези върхове в полигони, където мрежовите точки са върхове, а полигоните са лица. Използвана е структурата на данни Face-Vertex на най-примитивно ниво [1], [6].

Autodesk remake е изключително интуитивна при работа със снимков материал с цел сглобяване на завършен обект (а това спестява време) и има опция за online обработка на отдалечен сървър. За нашия проект „сглобените“ изображения са с параметри 3416x4000 при резолюция 300 dpi и с дълбочина 24 бита.

При направените тестове след замервания и сравнения се констатира, че генерираният модел е с достатъчно висока точност за целите на проекта, като е пресъздаден контура на травмирания орган. Проблемни участъци може да има в определени части, например в предкитката и върховете на пръстите, като същите предварително в проекта са заложени да не са конструктивна част от готовият продукти и не е проблем да се премахнат.

➥ *Създава се завършен 3D компютърен модел на ППФ (*с Blender).

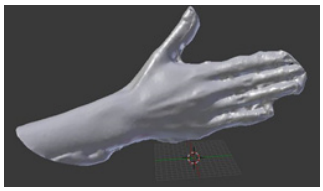
Основно обработката на генерирания меш се състои в това, да бъде правилно разрязан с цел готовия модел да може да бъде използван по предназначение. Това включва и напречно срязване на модела, което налага да се проектира така сглобка-

та, че при закопчаване да се получава здраво съединение.

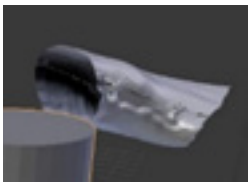
Като основен софтуерен инструмент в първоначалния проект се използва Blender. Изборът на този софтуер е основан на това, че е с open source и разполага с достатъчен набор от инструменти, за да се осъществи бързо и качествено моделиране на меш [8].

Причината да се използват 2 програми привидно с препокриващи възможностите за обработка на 3D обекти са свързани със спецификата на нужната обработка.

Генерирането на 3D обект в предходния етап се реализира с Autodesk, а последващата обработка се извърши на Blender. Този софтуер предоставя възможност за подетайлна работа по самия меш (фиг. 2) има функции за лесно разрязване на обработвания обект, за конструиране и прикрепване на механизми тип „панта“ или клипссистема (фиг. 3), което с Autodesk remake е потрудно постижимо. При трансфериране на информацията от Autodesk remake към Blender във формат .obj се трансферира самия меш, без текстура, което допълнително улеснява процеса на обработка. Blender е подходящ и поради факта, че поддържа широк набор от файлови формати, от които се импортират данни.



Фиг.2. *Генериран меш в Blender*



Фиг.3. *Проектиране на закопчалка с клипс система.*

С Blender има възможност да се работи върху структурата на обекта, като се моделира и променя почти без ограничения. Предимството на Blender пред други програмни платформи е, че има богат набор от инструменти за работа с върховете, полигоните, включително и ребрата, оформящи полигона. Част от програмите за обработка на 3D модели не разполагат с подобни инструменти за обработка на обект като съставен модел, а само като едно цяло.

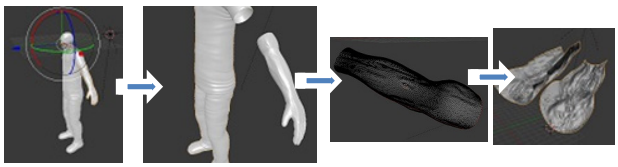
При обработката с инструментите на програмата последователно се извършват няколко дейности:

1. Първоначално се премахва текстурата на самия обект, премахват се ненужните обекти, които са били заснети (фиг. 4, а).

2. Отстранява се излишната информация от меша, т.е. в конкретния пример изрязване на ръката от тялото (фиг. 4, б). Премахват се излишните текстури и др. След допълнителна обработка на меша се достига до степен на подготовка, която дава форма, напълно съвпадаща с контурите на ръката (фиг. 4, в).

3. Прави се експертна оценка за нужда от укрепване или подсилване в определени участъци. Самото укрепване може да стане, като се увеличи дебелината на принтираното изделие или като се прикрепи към участъците, които имат нужда от укрепване на конструкцията тип ферма, която да поема основното натоварване.

4. Тъй като ППФ следва да се поставя без трудност, мешът се разделя на парчета, подходящи за сглобка (фиг. 4, г).

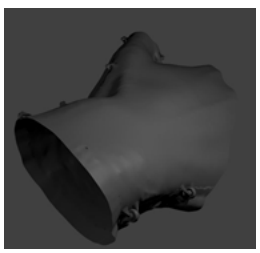


а) *б)* *в)* *г)*

Фиг. 4*. Обработка на 3D обекта*

Ако ППФ ще се ползва като обект, който ще трябва да се сваля многократно, то ще се поставят метални връзки и заключващи механизми (фиг. 3).

При условие, че самият фиксатор ще се ползва без да се сваля периодично, то преди печат се срязва софтуерно меша и се прикрепват софтуерно проектирани закопчаващи механизми. След принтиране ще се получи готов сглобяем ППФ с нужните параметри. На фиг. 5 е показано рендерирано изображение на обработения модел, а на фиг. 6 разпечатания ППФ.



Фиг.4. *Рендерирано изображение*

Фиг.5. *Разпечатан прототип на ППФ*

➥ *Разпечатва се обработения модел на ППФ.*

Печатът следва да е с резолюция 100 microns, но е допустим и размера 200 microns. По-голям размер би попречил на качественото на самите сглобки. Технология на печат Fused Filament Fabrication (FFF), използвана в масово предлаганите принтери на пазара е подходяща. Тя дава възможност качествено да се отпечата с ABS или PLA филамент нужното изделие. Подходящи материали са PLA, Innoflex 40, Colorfabb и други. Ако принтерът поддържа едновременно печат с 2 филамента, то следва да се предвиди PVA за изграждане на поддръжка.

Подходящи са принтери с размер на изграждане поне 400x200x180. Това са максималните размери на обема на принтираните детайли при случаите на принтиране на фиксатор за крайник. Преди печат е нужно да се изгради поддържаща структура, ако софтуерно принтерът не поддържа функция за автоматичното и изграждане.

За печата на тестовия модел е достатъчен принтер с размер на изграждане 200x100x150. Тестовия модел следва да се отпечата с PVA с резолюция на принтиране не-по голяма от 200 microns.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Съвременните компютърни графични системи се използват за моделиране и визуализиране на триизмерни компютърно генерирани образи. Създаването на триизмерни обекти се реализира на база на 3D графични приложения, съдържащи функции за детайлна работа с инструментариума на средата. Основните предизвикателства остават в намирането на най-удачната форма на стандартизация и използването на възможностите на 3D технологиите и възприемането им като разумна алтернатива на вече съществуващи практики.

Предложеният модел е демонстрация на приложението на 3D технологии и тяхното практическо значение конкретно в медицината.

***Фиг. 6**. Етапи на създаване на ППФ*

Бъдещата работа е свързана с оптимизиране на дейностите във всички етапи (фиг. 6.) на създаване на ППФ и детайлизиране на целия процес, с цел неговото внедряване при лечение на ортопедични травми. Това минава през нови тестове и изследване на технологичните процеси, какъвто новаторски процес и продукт е ППФ.

REFERENCE

[1] Petkov E. 3D Computerna grafika. Veliko Turnovo, 2013.
[2] Uoltar Ajzaksan. Inovatorite. SoftPress, 2014.
[3] Krasteva H. Technologiite za modelirane i vizualizacia–treto izmerenie. http://cio.bg/4075/
[4] Agoston Max, K. Computer Graphics and Geometric Modeling – Mathematics. Springer, USA, 2005.
[5] Mikhail, E.M., Bethel J.S., McGlone, J.C.: Introduction to Modern Photogrammetry. John Wiley and Sons, ISBN 0-471-30924-9 (2001)
[6] Petkov E. Fundamentals of the Computer graphic I part, Faber, ISBN: 978-954-400-884-0, Veliko Tarnovo, Bulgaria, 2013.
[7] Radeva, P., I. Kalushkov. Rhotorealistical Visualization of 3d Arhitectural Object. International Scientific Conference Unitech'09, pp. I -585 – I-590, Gabrovo, Bulgaria, XI 2009.
[8] https://wiki.blender.org/index.php/Doc:BG/2.6/Manual/Introduction/About_this_Manual
[9] http://www.medinfo.bg/spisanie/2015/5/minutki-za-otdih/3d-printirane-v-medicinata-2136
[10] https://www.pixelsquid.com/

За контакти:
Доц. д-р Марияна Николова, ВТУ „Св.Св. Кирил и Методий", ФМИ, Катедра „Компютърни системи и технологии, e-mail: mnikolova_vt@abv.bg
Костадин Бояджиев, магистър, ВТУ „Св.Св. Кирил и Методий", e-mail:kostadingb@gmail.com

ANALYSYS OF MOBILE BANKING IN EAST SERBIA

Radmila Janković
Mathematical Institute of the
Serbian Academy of Sciences and Arts
Kneza Mihaila 36, 11000 Belgrade, Serbia

Darko Brodić
Technical Faculty in Bor
University of Belgrade
V.J. 12, 19210 Bor, Serbia

Abstract

Internet and mobile phones are technological components that represent a significant part of modern life, either in business or in private use. Today, many classic types of business operations are transformed into electronic or mobile variants. After electronic banking, which spreads due to the wide use of desktop and laptop computers, the banks found a way to transfer banking services to be used on mobile phones. Recently, the mobile banking has experienced a huge widespread and mass deployment. This study considers the impact of various factors on the use of mobile banking in East Serbia. The detailed analysis is followed by a discussion of the potential development directions concerning mobile banking in Serbia.

Keywords: demographic elements, m-banking, statistical analysis.

INTRODUCTION

Changes in business processes have led to the development of a new important technology, which includes easy to use and manipulate transactions as mobile banking. The purpose of mobile banking is that transactions and banking activities need to be performed: (i) quickly, (ii) easily, (iii) anywhere, and (iv) all the time (24/7). Hence, it is possible to pay bills or change currency from the comfort of home, office, on the move or from any other place. Accordingly, mobile banking allows people to perform bank transactions anytime and anywhere [1].

Donner and Tellez explain that the terms m-something like: (i) m-banking, (ii) m-payments, (iii) m-transfers, (iv) m-payments, and (v) m-finance refers collectively to a set of applications that enable people to use their mobile phones to: (i) manipulate their bank accounts, (ii) store value in an account linked to their handsets, (iii) transfer funds, or (iv) access credit or insurance products [2].

The users' trust is an essential variable for mobile banking service providers [1]. The banks need to provide customers with good arguments to establish trust and, in that way, to allow them practical, easy and secure use of mobile banking [3]. Various factors can affect mobile banking, such as: (i) geopolitical factors, (ii) economic factors, (iii) social factors, and (iv) technological factors. The complexity of the use of mobile banking services is reflected in the understanding of technology and innovation by their user. Essentially, the mobile banking is mainly prevalent in big cities. Still, the technology spreading allows distribution of its use also in rural areas, too.

Also, the target group of mobile banking services are predominantly young people, because of their technological literacy and wide-spreading of mobile phones use. To encourage further development and spreading of the mobile banking use, the banks need to embrace a stronger marketing approach. Also, the mobile banking popularity could be associated with the ability to launch a variety of financial services over a wider geographical area [4], [5].

This paper will give a broader picture of the current state of the mobile banking in the East Serbia. The current study is essential because the banks can increase adoption of the mobile banking and improve their services only if they understand the factors that affect user adoption of mobile banking services.

The paper is organized as follows. Section 2 explains the experiment. Section 3 shows the results of the experiment and makes discussion. The last section draws conclusions.

EXPERIMENT

The experiment consists of a two-part questionnaire. The first part includes the demographic questions that determine demographic characteristics of respondents and usage patterns in mobile banking. The second part is linked to the acceptance of mobile banking in East Serbia. Fig. 1 shows the questions that are adopted from previous research on mobile banking and adapted for this study.

Construct	Corresponding Items	Item Sources
Usefulness	(U1) I need to manage my account anytime anywhere. (U2) I need to transfer money anytime anywhere. (U3) The functions of mobile banking fully meet my payment needs. (U4) I often use mobile banking to make payments. (U5) I often use mobile banking to check my account. (U6) I have the necessary information to use mobile banking.	[6] [7]
Complexity	(C1) Mobile banking requires technical skills. (C2) Mobile banking can be frustrating.	[8]
Satisfaction	(S1) In helping complete my payment tasks, the functions of mobile banking are enough. (S2) Mobile banking lets me make payments more quickly. (S3) I feel mobile banking is useful. (S4) Using mobile banking is understandable.	[6] [7] [9]
Safety	(SF1) I am worried about my personal information when using the application for mobile banking. (SF2) I am worried that the PIN codes will end up in wrong hands.	[8] [9]

Fig. 1. *Constructs and corresponding items*

The survey consisted of 24 questions. The items were measured on a five-point Likert scale, ranging from strongly disagree (1) to strongly agree (5).

The scale items were translated to Serbian language. The target population of this study was adult user resident in East Serbia. Data was collected via an online survey on Google documents from April, 1 to April 15, 2016. A total of 158 responds were collected. Collected answers were checked for completeness, after which 150 responses remained as complete ones. These data represent an input for statistical analysis using SPSS program. The factor analysis was computed to determine which factors have the most impact on the mobile banking use in East Serbia.

RESULTS AND DISCUSSION

The demographic characteristics of 150 respondents who used mobile banking services are shown in Fig. 2.

Variable	Options	N	%
Gender	Male	46	30.7
	Female	104	69.3
Age	18-24	21	14
	25-29	44	29.3
	30-39	29	19.3
	40-49	42	28
	50-59	11	7.3
	Above 60	3	2
Education	High school	82	54.7
	Diploma	30	20
	Bachelor	26	17.3
	Master	11	7.3
	Ph.D	1	0.7
Occupation	Student	8	5.3
	Worker	88	58.7
	Unemployeed	52	34.7
	Retiree	2	1.3
Experience in using mobile banking	Less than 6 months	43	28.7
	6 to 12 months	68	45.3
	12 to 24 months	20	13.3
	More than 2 years	19	12.7
Monthly usage of mobile banking	1 to 5 times/month	71	47.3
	6 to 10 times/month	49	32.7
	11 to 20 times/month	20	13.3
	More than 20 times/month	10	6.7
Name of the bank that users have an account in	Telenor Banka	41	27.3
	Banka Intesa	34	22.7
	AIK Banka	32	21.3
	Alpha Banka	6	4
	Komercijalna Banka	33	22
	Other	4	2.7
Which OS users have on their phones	Android	130	86.7
	Windows	7	4.7
	iOS	13	8.7
How would users rate their satisfaction with the mobile banking services	Very dissatisfied	0	0
	Dissatisfied	0	0
	Neither satisfied nor dissatisfied	69	46
	Somewhat satisfied	64	42.7
	Very satisfied	17	11.3
What do users think it's the best that the application contains?	Fingerprint scanning	37	24.7
	Iris scanning	34	22.7
	Face detection	29	19.3
	None of the above	50	33.3

Fig. 2. *Demographic characteristics of respondents*

30.7% of participants are male, while the rest 69.3% participants are female. The large part of users are relatively young – 29.3% are aged between 25 and 29 years. Approximately 59% of mobile banking users are workers.

Most users – 45.3% of them, are using mobile banking from six to twelve months; while the monthly usage of this service ranges mostly between 1 to 5 times per month; 27.3 % of the users have a mobile banking account in Telenor Banka. Most users are using 24.7% of respondents answered they would like fingerprint scanning, 22.7% answered iris scanning, 19.3% said face detection, while 33.3% agreed with none of the above. The most interesting is satisfaction with mobile banking services – none of the respondents are very dissatisfied or dissatisfied with the service, while most of them – 46% are neither satisfied nor dissatisfied and 42.7% said they are somewhat satisfied with the mobile banking services.

The items from this study were tested for reliability. Using Cronbach's Alpha, internal consistency was computed. It is shown in Table 1.

Table 1. *Cronbach's Alpha*

Dimension	No of items	Chronbach's Alpha
Usefulness	6	0.902
Complexity	2	0.702
Dissatisfaction	4	0.870
Safety	2	0.856

The coefficient ranged from 0.702 (acceptable level) to 0.902 (excellent). All coefficients are above the value of 0.6, which indicates that all items in this study are reliable measures [10].

Next, factor analysis was performed to determine relevant factors that influence the usage of mobile banking in East Serbia. Principal Component Analysis with Oblimin Rotation with Kaiser Normalization was conducted to determine the structure of items regarding the usage of mobile banking.

First, the Bartlett's Test of Sphericity and Kaiser-Meyer-Olkin (KMO) Measure of Sampling Adequacy were used to validate factor analysis. Table 2 shows the results.

Table 2. *KMO and Bartlett's Test*

Kaiser-Meyer-Olkin Measure of Sampling Adequacy.		.809
Bartlett's Test of Sphericity	Approx. Chi-Square	1770.935
	df	91
	Sig.	.000

Table 2 indicates that the value of KMO test is 0.809 so the sample is adequate and we can proceed with the Factor Analysis [11]. Bartlett's Test of Sphericity is highly significant, because $p < 0.001$, so factor analysis can be conducted [11]. Since $p < \alpha$ we reject the H0 hypothesis and accept the H1 hypothesis that there may be statistically significant relationship between variables.

Based on eigenvalues, the first four factors are meaningful as they have Eigenvalues higher than 1. Factors 1, 2, 3 and 4 explain 50.22%, 11.91%, 10.58% and 7.81% of the variance respectively. Therefore, 80.52% of the variance in our items was explained by the four extracted components. Table 3 shows these results.

Table 3. *Eigenvalues*

	λ[a]	A[b]	B[c]
1	7.031	50.219	50.219
2	1.667	11.909	62.128
3	1.480	10.574	72.702
4	1.094	7.814	80.516

[a] eigenvalue
[b] Percentage of variance
[c] Cumulative %

Fig. 3 shows the Rotated Component Matrix, which are the factor loadings for each variable. Based on factor analysis, it can be observed that there are four factors that influence the usage of mobile banking systems in Serbia: (i) Usefulness, (ii) Complexity, (iii) Dissatisfaction, and (iv) Safety. Mobile banking users need to manage their accounts anytime and anywhere, they think mobile banking can be frustrating and requires technical skills, and are very worried about their personal information when using mobile banking. It is worth noting that Fig. 3 gives the factors and their corresponding items, which is of great importance.

CONCLUSION

This study has identified the factors that contribute to successful usage of mobile banking in East Serbia. The results indicated that customers have the need to manage their accounts anytime and anywhere, the functions of mobile banking need to fully meet their needs, and they need to transfer money anytime and anywhere. They agree that mobile

	1	2	3	4
I need to manage my account anytime anywhere. (U1)	0.948			
The functions of mobile banking fully meet my payment needs. (U2)	0.883			
In helping complete my payment tasks, the functions of mobile banking are enough. (S1)			-0.319	
I need to transfer money anytime anywhere. (U3)	0.711			
I often use mobile banking to make payments. (U4)	0.441			
Mobile banking requires technical skills. (C1)		0.879		
Using mobile banking can be frustrating. (C2)		0.862		
Mobile banking lets me make payments more quickly. (S2)			-0.956	
Using mobile banking is understandable. (S3)			-0.834	
I feel mobile banking is useful. (S4)			-0.784	
I often use mobile banking to check my account. (U5)	0.328			
I am worried about my personal information when using the application for mobile banking. (SF1)				0.858
I am worried that the PIN codes will end up in wrong hands. (SF2)				0.782
I have the necessary information to use mobile banking. (U6)	0.307			

Extraction Method: Principal Component Analysis.
Rotation Method: Oblimin with Kaiser Normalization.

Fig. 3. *Component matrix*

banking requires technical skills and can be frustrating sometimes. They can be dissatisfied with mobile banking if they cannot make payments more quickly, if they don't understand mobile banking or if they don't find mobile banking useful. Security also represents an issue. The users of mobile banking are worried about their personal information when using mobile banking and about their PIN codes. Consequently, four factors were found: usefulness, complexity, dissatisfaction and safety.

ACKNOWLEDGEMENT

This work is supported by Serbian Ministry of Education and Science through Mathematical Institute of Serbian Academy of Sciences and Arts (Project III44006).

REFERENCE

[1] T. Zhou, Understanding users' initial trust in mobile banking: an elaboration likelihood perspective, Computers in Human Behavior, pp. 1518-1525, 2012.

[2] J. Donner and C. Telles, Mobile banking and economic development: Linking adoption, impact and use, Asian Journal of Communication, 18(4), pp. 318-322, 2008.

[3] R. Malaquias and Y. Hwang, An empirical study on trust in mobile banking: A developing country perspective, Computers in Human Behavior, 54, pp. 453-461, 2016.

[4] A. Alalwan, Y. Dwivedi, N. Rana and M. Williams, Consumer adoption of mobile banking in Jordan, Journal of Enterprise Information Management, 29(1), pp. 118-139, 2016.

[5] L. Wessels and J. Drennan, An investigation of consumer acceptance of m-banking, International Journal of Bank Marketing, том 28(7), pp. 547-568, 2010.

[6] T. Zhou, Y. Lu and B. Wang, Integrating TTF and UTAUT to explain mobile banking user adoption, Computers in Human Behavior, 26(4), pp. 760-767, 2010.

[7] V. Venkatesh, M. Morris, G. Davis and F. Davis, User acceptance of information technology: Toward a unified view, MIS quarterly, pp. 425-478, 2003.

[8] Al-Jabri, I. M., & Sohail, M. S. (2012). Mobile banking adoption: Application of diffusion of innovation theory.

[9] P. Cruz and T. M. P. Luakkanen, Exploring the factors behind the resistance to mobile banking in Portugal, International Journal of E-Services and Mobile Applications, 1(4), pp. 16-35, 2009.

[10] J. Nunnally and I. Bernstein, Psychometric theory, 3rd ed., New York: McGrawHill, 1994.

[11] G. Morgan, K. Barrett and N. Leech, IBM SPSS For Intermediate Statistics: Use and Interpretation, New York: Taylor & Fransis group, 2011.

THE STATISTICAL CORRELATION OF DEMOGRAPHIC FACTOR INFLUENCE TO SOLVING FACIAL EXPRESSION CAPTCHAS

Darko Brodić
Technical Faculty in Bor
V.J. 12, 19210 Bor, Serbia

Branislav Ivanov
Technical Faculty in Bor
V.J. 12, 19210 Bor, Serbia

Milena Jevtić
Technical Faculty in Bor
V.J. 12, 19210 Bor, Serbia

Abstract

The paper studies the influence of different facial expression CAPTCHA types to users concerning their solving time. The experiment includes over 100 participants that use a smartphone to solve 4 different image type CAPTCHAs with the element of various facial expressions. All four tested CAPTCHAs are freely available on the Internet link. Furthermore, the obtained results are statistically processed. According to the analysis, the obtained results regarding Pearson's and Spearman's correlation coefficients are discussed and related conclusions are drawn.

Keywords: CAPTCHA, facial expression, artificial intelligence, statistical analysis.

INTRODUCTION

Completely Automated Public Turing test to tell Computers and Humans Apart (CAPTCHA) is a program based puzzle which is proposed to be a test that should be accurately solved by Internet users (humans) and hardly solved by computer programs commonly abbreviated as bots. Up to now, many different CAPTCHA types have been developed. One of them is the image-based CAPTCHA. It consists of different image elements integrated into a CAPTCHA [1]. Because it is based on image details, it represents an almost impossible task to be solved by bots [2]. As an extension to image recognition CAPTCHA the various face recognition CAPTCHAs have been developed [3]-[10]. Essentially, this type of image-based CAPTCHA is its subgroup which includes the elements of a face detection bringing a higher level of security.

FR-CAPTCHA is based on finding matching pairs of human faces in an image [3]. The easiness of solving proposed CAPTCHA confirms that humans can accurately recognize matched faces even under severe distortion. Essentially, each of FR-CAPTCHA images has embedded multiple face images. The user's assignment is to mark the location of two matching faces, which represents the face images belonging to the same individual.

The face CAPTCHA, which is more accustomed to solved by the touch screen devices like smartphones and tablets is proposed in [4]. This CAPTCHA contains face and non-face images. Particularly, the user should select the correct distorted human face image. Distortion is included in the CAPTCHA by: (i) erosion, (ii) increase brightness, (iii) periodic noise, (iv) speckle noise, (v) resolution modification, (vi) width scaling, and (vii) height scaling. If the user selects the non-face image, then the solving of CAPTCHA is failed.

FaceCAPTCHA that includes the elements of gender-indiscernible faces are proposed in [5]. Particularly this CAPTCHA asks the users to identify the gender of face images whose gender is difficult to be recognized by bots. FaceCAPTCHA incorporates gender-indiscernible faces that are sequentially displayed including four response buttons, which are labeled as: (i) male, (ii) female, (iii) not sure, and (iv) not human.

A new CAPTCHA, which also works on the principle of facial expression detection was

proposed in [6]. It exploits a real-time interaction from the laptop's front camera to get an input image. The proposed CAPTCHA implements three basic emotions: (i) neutral (or normal), (ii) happy, and (iii) sad. If the desired facial expression is matched with the input expression of user, then the CAPCTHA is solved.

Another face-based image CAPTCHA called fgCAPTCHA that includes the touch-based input methods are proposed in [7]. It is quite clear that it prefers the solving process by mobile devices like tablets and smartphones, which is allowed by genetically optimized face detection tests.

Another face recognition CAPTCHA, which includes a pair of human face images is proposed in [8]. In this case, the pair of images belongs to the same subject. Typically, they are embedded in a complex background for better security.

A new face image-based CAPTCHA, which is generated by a specific algorithm is proposed in [9]. In this case, the users should correctly identify visually-distorted human faces without selecting any other part of the image. The visual distortion of human faces is achieved using the stripes, strikeout, rotation, and blending into the background. Particularly, these faces are embedded in a complex background. In this way, the proposed algorithm generates a CAPTCHA that offers better recognition by the humans and lower level of the machine attacks compared to existing approaches.

A new approach to the face-based CAPTCHA is proposed as AgeCAPTCHA [10]. It applied a scheme to annotate images of human faces using their age groups. The results showed that users can quickly and accurately solve this type of CAPTCHA.

EXPERIMENT

The CAPTCHA experiment is conducted on 100 Internet users. The Internet users differ by the following demographic features: (i) age, (ii) years of Internet use, (iii) daily Internet use, and (iv) gender. The testing process includes the solving of four different face expression CAPTCHA publicly available on the site [11].

Figure 1 shows these four CAPTCHAs.

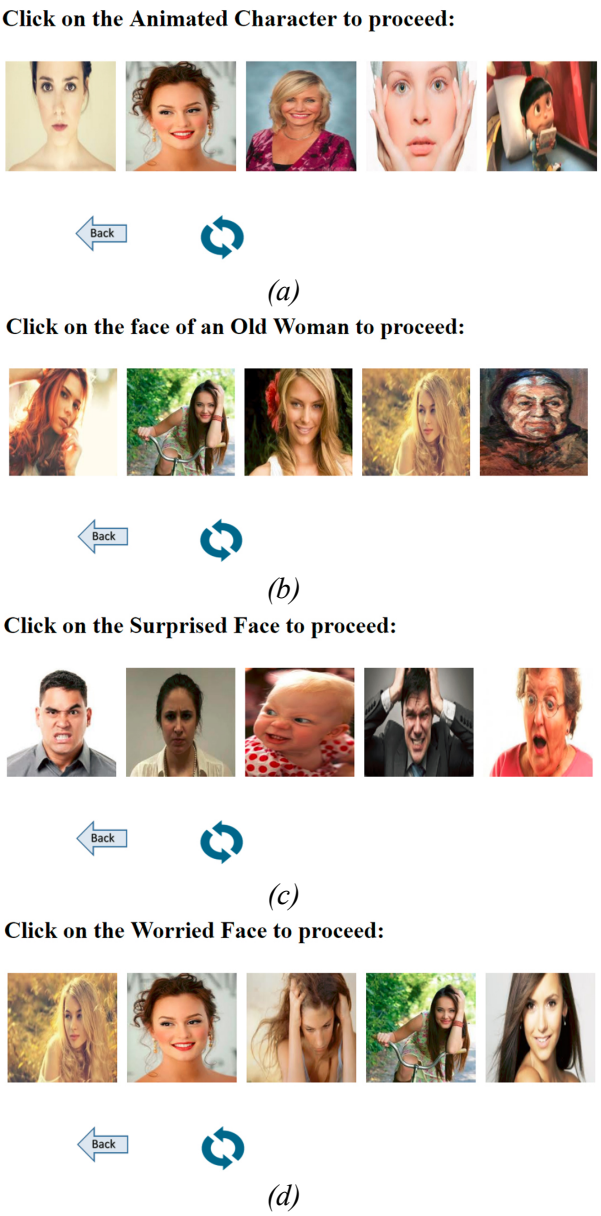


Fig. 1. *Face expression CAPTCHAs: (a) CAPTCHA 1 -animated character, (b) CAPTCHA 2 -face of an old woman, (c) CAPTCHA 3 - surprised face, and (d) CAPTCHA 4 - worried face*

Each of CAPTCHA includes five different images with the different facial expressions of people, but only one is the correct for solving the CAPTCHA test.

Internet users have 5 times to accurately solve the given CAPTCHA. Accordingly, it is measured their time to accurately solve certain CAPTCHA (in seconds). The experiment is performed on smartphone with 5" wide screen and Android operating system. All Internet users are agreeing to participate in the experiment and that obtained experimental results can be used for the research purposes.

HYPOTHESIS AND STATISTICAL TESTS

In this study, we are going to give the answers to the following hypotheses (H1 to H4):

1. Hypothesis 1 (H1): Does the age of the participants influence the solving time of the facial CAPTCHA?
2. Hypothesis 2 (H): Do the participant's years of Internet use influence the solving time of the facial CAPTCHA?
3. Hypothesis 3 (H3): Does the participant's daily use of the Internet's influence the solving time of the facial CAPTCHA?
4. Hypothesis 4 (H4): Do the gender influence the solving time of the facial CAPTCHA?

To prove or disprove these hypotheses, the analysis of the relation between specific input and output variables is immanent. The following relations should be researched:

H1 - relation between age and CAPTCHA 1 to 4,

H2 - relation between years of Internet use expressed in years and CAPTCHA 1 to 4,

H3 - relation between daily Internet use expressed in hours and CAPTCHA 1 to 4,

H4 - relation between gender and CAPTCHA 1 to 4.

The correlation between input and output variables will be investigated using Pearson's linear correlation coefficient. It represents a parametric technique for testing the connectivity of data that can be used to (dis)prove a null-hypothesis H_0 and a research hypothesis H_1. Basically, this test is used to compare linear connection between two variables. The p-value is the first crucial measure in this statistical test. Its value can be interpreted as follows:

- $p < 0.05$ shows a strong evidence against the null-hypothesis. As a consequence, the null-hypothesis of the test H_0 is disproved, while research hypothesis H_1 is proved;
- $p >= 0.05$ shows a weak evidence against the null-hypothesis of the test. As a consequence, the null-hypothesis of the test H_0 is proved, while research hypothesis H_1 is disproved.

The linear correlation between continuous input and output variables is validated using Pearson's coefficient of correlation *r*:

$$r = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y}, \quad (1)$$

where σ_{xy} is covariance, while σ_x and σ_y are standard deviation of the *x* and *y* variables, respectively. If there exists a correlation between two variables *x* and *y*, then for H_0 follows $r = 0$, and for H_1 follows $r \neq 0$.

The Pearson's correlation coefficient *r* can have values between +1 and -1. If the value is equal to 0, then there is no correlation between the two variables. Table 1. shows the strength correlation between the variables.

Table 1. *Strength of connection (correlation)*

Coefficient r	Strength
0.70 <= |r|<= 1.00	Strong connection
0.30 <= |r|< 0.70	Medium connection
0.00 < |r|< 0.30	Small connection
r = 0	There is no linear connection (does not exclude the existence of a nonlinear form of connection)

Because the hypothesis H4 use non-continuous, i.e. scaled variables, then the correlation between the two variables should be examined by non-parametric technique using Spearman's rank correlation coefficient. Spearman's rank correlation coefficient r_s is calculated as:

$$r_s = 1 - \frac{6\sum d_i^2}{n(n^2-1)}, \quad (2)$$

where d_i is the difference between the two ranks of each observation, *n* is the number of observations.

RESULTS AND DISCUSSION

The obtained data are subjected to the statistical processing (Pearson the correlation coefficient and Spearman's rank correlation coefficient) in MATLAB R2017a.

Table 2 presents the results obtained by statistically processing of experimental data regarding Pearson's correlation coefficient for the age and corresponding CAPTCHAs 1 to 4.

Table 2. *Pearson's correlation coefficient (Age vs. CAPTCHA solving time)*

	CAPTCHA 1	CAPTCHA 2	CAPTCHA 3	CAPTCHA 4
Pearson's correlation coefficient	0.432	0.322	0.409	0.250
Correlation	medium positive	medium positive	medium positive	weak positive
Sig. (2-tailed)	0.000	0.001	0.000	0.010

The first relevant measure, which should be evaluated is Sig. (2-tailed). If it has smaller value than 0.05, then the data samples are interpreted as representative sample leading to statistically significant result. It proves that there is a correlation between the participant's age and the speed of correctly solving the CAPTCHA. However, there exists a weak correlation in the case of CAPTCHA 4, and medium correlation in the case of CAPTCHA 1, 2, and 3. However, in all cases there exists a positive correlation, which means that the increase of users' age designates the increase in CAPTCHA solving time.

Table 3 presents the Pearson's correlation coefficient obtained by statistical processing concerning years of Internet usage and corresponding CAPTCHAs 1 to 4.

Table 3. *Pearson's correlation coefficient (Internet use vs. CAPTCHA solving time)*

	CAPTCHA 1	CAPTCHA 2	CAPTCHA 3	CAPTCHA 4
Pearson's correlation coefficient	**-0.221**	**-0.308**	-0.167	-0.074
Correlation	weak negative	medium negative	-	-
Sig. (2-tailed)	**0.023**	**0.001**	0.087	0.452

The first relevant measure to be assessed is again Sig. (2-tailed). It has value less than 0.05 for CAPTCHA 1 and 2. Hence, only the results obtained for CAPTCHA 1 and 2 are statistically significant. It proves that there is a correlation between the year of use the Internet and the solving time for the CAPTCHA 1 and 2, only. The obtained correlation is weak for the CAPTCHA 1, and medium for CAPTCHA 2. It is worth noting that correlation is negative in all cases. It can be interpreted that participants who use the Internet longer (more years) need less time to solve CAPTCHA 1 and 2. Because of Sig. (2-tailed) is higher than reference value of 0.05 for CAPTCHA 3 and 4, then the analysis for these two CAPTCHAs is not statistically significant. Furthermore, it means that the years of Internet use cannot be interpreted to affect the solving time of CAPTCHA 3 and 4.

Table 4 presents the Pearson's correlation coefficient obtained by statistical processing linked between daily Internet usage expressed in hours and corresponding CAPTCHAs 1 to 4.

Table 4. *Pearson's correlation coefficient (Daily Internet use vs. CAPTCHA solving time)*

	CAPTCHA 1	CAPTCHA 2	CAPTCHA 3	CAPTCHA 4
Pearson's correlation coefficient	**-0.260**	**-0.235**	-0.158	**-0.194**
Correlation	weak negative	weak negative	-	weak negative
Sig. (2-tailed)	**0.007**	**0.015**	0.106	**0.046**

Sig. (2-tailed) is less than 0.05 in the example of CAPTCHA 1, 2 and 4. It proves that there is a statistically significant correlation between the daily Internet use and the solving time of CAPTCHA 1, 2 and 4. Still, the correlation is rather weak and negative in all three examples. Hence, if the participant uses Internet more hours per a day, then he/she will need less time to solve CAPTCHA 1, 2, and 4. On the contrary, CAPTCHA 3 has Sig. (2-tailed) higher than reference value 0.05. Accordingly, its analysis is not statistically significant leading to conclusion that the daily use of the Internet cannot be interpreted to affect the solving time of CAPTCHA 3.

Table 5 shows the Spearman's rank correlation coefficient obtained by statistical processing of experimental data between gender and solving time of CAPTCHAs 1 to 4.

Table 5. *Spearman's correlation coefficient (Gender vs. CAPTCHA solving time)*

	CAPTCHA 1	CAPTCHA 2	CAPTCHA 3	CAPTCHA 4
Spearman's correlation coefficient	0.114	0.009	0.035	-0.053
Sig. (2-tailed)	0.247	0.929	0.722	0.587

Unfortunately, in all cases Sig. (2-tailed) is higher than referent value of 0.05. Therefore, this analysis is not statistically significant, which leads to the conclusion that the gender cannot be interpreted to affect the solving time of CAPTCHAs 1 to 4.

CONCLUSION

Among four hypotheses, only the H1 hypothesis is completely proved. It shows that there exists a correlation between the age of Internet users and their CAPTCHA solving time. In that sense, the younger users usually solve facial expression CAPTCHAs more quickly than older users. Hypothesis H2 is not proved. Essentially, it is partially proved only for CAPTCHA 1 and 2 in the sense that these

CAPTCHAs can be more quickly solved by users with more years of Internet experience. Furthermore, the hypothesis H3 is not proved. Basically, it is partially proved for CAPTCHA 1, 2 and 4. At the end, the hypothesis H4 is not completely proved. It means that we have no evidence that the gender has any impact on facial expression CAPTCHA solving time.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was partially supported by the Grant of the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic Serbia, as a part of the project TR33037.

REFERENCE

[1] M. Chew, J. D. Tygar, Image Recognition CAPTCHAs, International Conference on Information Security (ISC 2004), LNCS, volume 3225 (K. Zhang and Y. Zheng (Eds.)), pp. 268-279, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2004.

[2] D. Brodić, S. Petrovska, M. Jevtić and Z. N. Milivojević, The Influence of the CAPTCHA Types to Its Solving Times, 39th International Covention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO 2016), Opatija, Croatia, pp. 1274-1277, 2016.

[3] G. Goswami, B. M. Powell, M. Vatsa, R. Singh, A. Noore, FR-CAPTCHA: CAPTCHA Based on Recognizing Human Faces, PLoS One, 2014, Vol. 9, No. 4, e91708. doi: 10.1371/journal.pone.0091708.

[4] N. B. Kadu, Pushkar U. Wable, Swati K. Wale, Dipti B. Tambe, Amol P. Londhe, Face Captcha, International Journal of Engineering and Computer Science, 2015, Vol. 4, No. 3, pp. 10775-10778.

[5] J. Kim, S. Kim, J. Yang, J. Ryu, K. Y. Wohn, FaceCAPTCHA: a CAPTCHA that identifies the gender of face images unrecognized by existing gender classifiers, Multimedia Tools and Applications, 2014, Vol. 72, No. 2, pp. 1215–1237.

[6] A. Sinha, S. Tarar, Implementation of Facial Expression Detection as a CAPTCHA, International Journal of Computer Science And Technology, Vol. 7, No. 2, 2016, pp. 69-72.

[7] B. M. Powell, G. Goswami, M. Vatsa, R. Singh, A. Noore, fgCAPTCHA: Genetically Optimized Face Image CAPTCHA, IEEE Access, Vol. 2, 2014, pp. 473-484.

[8] G. Goswami, R. Singh, M. Vatsa, B. Powell, A. Noore, Face Recognition CAPTCHA, IEEE Fifth International Conference on Biometrics: Theory, Applications and Systems (BTAS 2012), Arlington, USA, 2012, pp. 412-417.

[9] G. Goswami, B. M. Powell, M. Vatsa, R. Singh, A. Noore, FaceDCAPTCHA: Face detection based color image CAPTCHA, Future Generation Computer Systems, 2014, Vol. 31, 59-68.

[10] J. Kim, J. Yang, K. Wohn, AgeCAPTCHA: an Image-based CAPTCHA that Annotates Images of Human Faces with their Age Groups, KSII Transactions on Internet and Information Systems, Vol. 8, No. 3, 2014, pp. 1071-1092.

[11] http://www.captchasamples.altervista.org/

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЕН МОДЕЛ НА ВИРТУАЛЕН СЪРВЪР БАЗИРАН НА VMWARE ESXI

EXPERIMENTAL MODEL OF VIRTUAL SERVER BASED ON VMWARE ESXI

Jordan Kanev
Technical University of Gabrovo

Abstract

This paper is focused on Intel's 7th Generation NUC customizable board and explores its capabilities as virtual server running VMware ESXi. Intel NUCs are not officially supported by VMware, but they are very widespread in many test environments and mostly used by businesses users, students, educators, and DIYers. They are small, silent, transportable devices and have a very low power consumption, making it a great server for experimental purposes. Intel Generation 7 NUCs are available in tree configurations with processors Intel Core i3, i5 and i7.

Keywords: VMware ESXi; Intel NUC; Virtual lab; Kaby Lake.

ВЪВЕДЕНИЕ

Целта на този доклад е да покаже възможностите на Intel NUC за създаване на виртуален сървър и използването му в лабораторни условия за провеждане на упражнения по различни дисциплини в катедра „Компютърни системи и технологии“ при Техническият университет гр. Габрово. Тествани са няколко модела на това устройство и е избран модела NUC7i3BNK от най-новата серия, представена в началото на 2017 г. от компанията Intel [1]. Той е оборудван с Intel Core i3-7100U процесор с 2.4 GHz тактова честота и две ядра. Добавени са оперативна памет и SSD диск за получаване на пълна работоспособност на експерименталният модел.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Intel NUC представлява миниатюрна компютърна платка с възможностите на персонален компютър и се отличава с голяма производителност и малка консумация на енергия. На фиг. 1 е показан външен вид на устройството, без допълнителни аксесоари.

***Фиг. 1**. Intel NUC*

Комплекта на устройството съдържа:

- Шаси (115x111x51mm)
- Системна платка
- Процесор (запоен)
- Адаптер за захранване
- Захранващ кабел
- VESA конзола за захващане

Недостатък на системата е че процесора е запоен на дънната платка и няма как да бъде лесно сменен. Също така поради малките размери няма възможност за допълнително охлаждане и добавяне на периферия.

Основни характеристики на системата:

- 7th Gen Intel Kaby Lake CPU

- до 32GB DDR4 SODIMM памет
- с или без 2.5″ HDD слот
- M.2 слот за PCIe
- външен Micro SDXC слот
- Intel I219-V мрежов адаптер
- Thunderbolt 3 порт (USB-C)
- готовност за Intel Optane памет

Избраният модел няма слот за твърд диск и може да работи само с SSD на M.2 слота или USB флаш памет. Изискванията към оперативната памет са следните:

- два слота 1.2V DDR4 SO-DIMM
- 1866 MHz или 2133 MHz
- не-буферирана, non-ECC
- едностранна или двустранна
- минимална памет: 2 GB
- максимална памет: 32 GB
- Serial presence detect (SPD)

За по-добро бързодействие на оперативната памет се препоръчва да се използват две плочки памет с капацитет 16 Gb и тактова честота 2133 MHz от типа DDR4 PC4-17000. На фиг. 2 е представен външен вид на системната платка с поставена една банка памет.

***Фиг. 2**. Дънна платка*

След като се монтира оперативната памет се пристъпва към поставянето на SSD диска на M.2 слота. Към момента на пазара се предлага средна големина на този тип дискове около 250 Gb и поради тази причина е подбран модел с подобен капацитет, а именно Crucial MX300 275GB M2 SSD Type 2280SS.

След добавянето на всички необходими компоненти на системата, може да се пристъпи към инсталиране на софтуера. Тествани са три версии на VMware ESXi:

- ESXi 5.5
- ESXi 6.0 Update 3 (Build 5050593)
- ESXi 6.5 Update 1

Устройството не се поддържа официално от VMware [2], така че се налага експериментално да се провери с кои версии на продукта може да работи. Версия 5.5 не беше успешно инсталирана и затова отпада. При версии 6.0 и 6.5 съществува проблем с драйвера на мрежовата карта, но в отбелязаните версии може да се модифицира драйвера по подразбиране за мрежовите адаптери на Intel, който е ne1000 и да се замени с по-новия пакет net-e1000e и по този начин се заобикаля проблема и инсталацията е успешна [3].

Ако след инсталацията няма работещ мрежов адаптер, трябва да се добави мрежовия драйвер в инсталационният пакет, с помощта на софтуера за управление VMware PowerCLI версия 6.5. За ESXi 6.5 необходимите команди са:

```
Add-EsxSoftwareDepot https://hostupdate.vmware.com/software/VUM/PRODUCTION/main/vmw-depot-index.xml
New-EsxImageProfile -CloneProfile "ESXi-6.5.0-20170702001-standard" -name "ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7" -Vendor "tugab.bg"
Remove-EsxSoftwarePackage -ImageProfile "ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7" -SoftwarePackage "net-e1000e"
Remove-EsxSoftwarePackage -ImageProfile "ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7" -SoftwarePackage "ne1000"
Add-EsxSoftwarePackage -ImageProfile "ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7" -SoftwarePackage "net-e1000e 3.2.2.1-
2vmw.600.3.57.5050593"
Export-ESXImageProfile -ImageProfile "ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7" -ExportToISO -filepath ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7.iso
Export-ESXImageProfile -ImageProfile "ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7" -ExportToBundle -filepath ESXi-6.5.0-20170702001-NUC7.zip
```

Съществува още едно ограничение свързано с поддръжката на SD карти. Седмо поколение NUC устройствата са снабдени с Micro SDXC слот. За съжаление няма драйвер за този слот при ESXi и към момента не е възможно използването на SD карти.

След инсталирането на софтуера се установява шестдесет дневен тестов период на системата, който може да бъде прекратен по всяко време чрез лицензиране от страна на VMware. Към момента компанията предлага безплатен лиценз за една ESXi инсталация. Лицензният ключ може да бъде генериран напълно безплатно след регистрация на сайта на компанията и е безсрочен. Според лични наблюдения софтуера,

който се предлага като безплатен е напълно идентичен с платената версия. Лицензa е приложим за версия 6.0 и по-нова.

Безплатната версия има следните ограничения:

- Няма поддръжка
- ESXi не може да се добави към vCenter сървър
- 2 физически процесора
- Неограничен брой ядра за CPU
- Неограничена физическа памет
- Макс. 8 vCPU за VM

Тези ограничения не влияят на работата на експерименталният модел, така че системата е регистрирана и лицензирана успешно. Следва инсталирането на виртуалните машини и тестване възможностите на модела.

За да се проверят възможностите на модела са инсталирани три различни операционни системи, а именно:

- Работна станция – Windows 10
- Сървър – Windows Server 2012
- Линукс – Debian 8.7

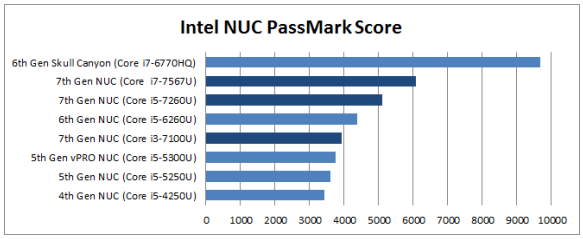
При измерване на консумираната мощност става ясно, че NUC има много малка консумация. При инсталирани два модула памет и M.2 NVMe SSD диск консумацията на електроенергия е около 30W. Използвайки следната формула може да се изчисли приблизителната месечна консумация:

$$30\ W * 24\ ч * 30\ (дни) = 21{,}6\ KWh \qquad (1)$$

За да се измери мрежовия трафик, може да се използва програмата iPerf, която е налична в ESXi по подразбиране. Измерените стойности са близки до теоретичният максимум за този тип мрежови интерфейс, а именно:

- RX: 937 Mbits/sec
- TX: 928 Mbits/sec

Което показва, че пропускателната способност на мрежовия интерфейс е около 92%.



***Фиг. 3**. Производителност*

На фиг. 3 е представена сравнителна характеристика на различни модели Intel NUC устройства, измерени посредством софтуера на PassMark [4].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Измерената производителност на експерименталният модел е достатъчна за създаване на малка виртуална лаборатория, състояща се от vCenter сървър и няколко ESXi виртуални машини. Може да се използва за обучение на студенти, както и за симулиране на малка мрежа.

При направеното изследване са използвани 3 NUC машини, около 30 виртуални машини, 2 vCenter сървъра, няколко виртуални ESXi машини, vSAN и NSX.

За добавянето на повече виртуални машини може да се използва външно мрежово устройство за съхранение на данни като NAS и vSAN.

За подобряване на отказоустойчивостта на системата може да се конфигурира RAID с помощта на допълнително SSD, eSATA или флаш устройство.

REFERENCE

[1] Intel NUC Kits - used July 2017, https://www.intel.com/content/www/us/en/products/boards-kits/nuc/kits.html.

[2] VMware Compatibility Guide - used August 2017 https://www.vmware.com/resources/compatibility/.

[3] Gozani M., Network Virtualization For Dummies, John Wiley&Sons, 2016, ISBN 978-1-119-12583-9.

[4] PassMark Performance Test Software 9.0 - used Sept 2017, https://www.passmark.com/.

THE DESIGN OF AN EMULATOR

Alpay DORUK
Namık Kemal University

H. Nusret BULUŞ
Namık Kemal University

Abstract
The purpose of this article is not about only informing about emulation, visualization technology or programming emulators but also discussing about the fundamental mentality behind emulators and emulation technology

The story of emulation had begun in the early 1960's in IBM. During these times, IBM had wide range of systems; each generation had important differences from previous ones. This fact about these systems had caused several difficulties to customers about keeping up them with the new changes and requirement of the each new system. Also because of the multiple kernel technology had not been founded in these times, the computers could not be able to do multiple tasks at the same time, that's why Batch processing were used. The process could not be executed without executing the previous processes. To be able to execute multiple processes at the same time, more than one computer were required, which means unnecessary cost due of increase of used hardware. With this purpose, IBM had started to work on S/360 mainframe system as a broad replacement of for many of their other systems. This idea had led to the born of the emulation system. [1]

Today, emulation technology is widely used in Computer Science and even in our daily routines. Emulation Technology is not used for saving from the hardware cost only but it is also used for testing new facts about different environments such as Operating Systems. Nowadays, it is possible to use Virtual Machines, game emulators, products of the network and hardware virtualization with the help of Emulation Technology.

Keywords: emulator, design, software, computers.

INTRODUCTION

The "Emulation" term comes from "Emulate" term, which actually refers to imitating, mimicking. While the Emulator term used for describing the software, Emulation is the technology itself. The main idea behind an Emulator is imitating components such as hardware to be able to run the applications on different environments that is compatible to current environment. Emulation term is mostly confused with Simulation. However, simulation is imitating functions of a device itself instead of hardware.

Emulation term is mostly confused with Simulation. However, simulation is imitating functions of a device itself instead of hardware.

Like in everything else, technology can be used for both good and bad purposes and it can not be blamed to technology itself. Unfortunately, also emulation technology had been used for piracy mostly in Entertainment Industry.

When it comes to law, it is very important to define critical lines about usage of products. The most essential point in this issue is, harming a person, company or industry itself. Emulators or console copiers are not illegal itself, but what is being done with them determines their legality. Using emulators, making copies of the cartridge of the owned copyrighted game by using console copiers is not against the laws but making any profit from the copies of the copyrighted games, downloading even the ROM file of owned copyrighted game is illegal since it affects the sales and hurts companies and Industry. [3]

It can be said history of Emulator Development includes numerous commercial competitions and those competitions can not be ignored about contribution of development process. Many companies had been found in

Entertainment Industry like Taito, Konami, Nintendo, Commodore, Atari and their great work couraged other developers. Even though some developers like Aaron Kaluszka claim [4] the first idea of Emulation comes from Colossus, it would certainly right to define 1962 as the beginning year of the development of the emulation mentality

THE USAGE OF EMULATION TECHNOLOGY

Like mentioned above, emulation technology can be used for mimicking both software and hardware and even for hacking, a great example of this is the BIOS code of a computer could be attained with BIOS dump feature of A-Max. Emulators can be categorized with numerous ways but the best way would be the categorization from usage to understand the purpose of the existence of emulators.

1. Videogame Console Emulation

The emulator that gives the ability of playing a console game in a different system such as PC or Smartphone to users is called Videogame Console Emulator. It works as same like other emulators; the only exception is the ROM files of the games which is actually necessary to run the games. The extensions of the ROM files can differ depends on the console system. For example, NES ROMs have "nes" while Sega Genesis ROMs have "smd" extension, ROMs of disc operated consoles such as PlayStation usually have iso, bin, and cue formats. [5]

2. Virtual Machines

Emulators developed for testing operating systems and processes with operation of computer architecture and functions, in a computer are called Virtual Machine. The fundamental idea behind a virtual machine is creating a virtual environment which disallows any leak between the host (actual) and guest (virtual) machine and this is the main reason why Virtual Machines can be used for concretizing the security of the system. The architecture of a Virtual Machine is more complicated if compared to Videogame Console Emulators but similar mentality between ROMs and disc or floppy image files exists. The most known Virtual Machine softwares are VMWare Workstation and WMWare Player from WMWare and VirtualBox from Oracle. After the image file booted successfully, Virtual Machine can be used. Virtual Machines can be separated into two major classes dependent on their usage [6]:

System Virtual Machine is the virtual machine that provides the complete system platform and supports the execution of the processes of the operating system. For example: VirtualBox, VMWare…

Process Virtual Machine, (also known as Application Virtual Machine) is developed for handling only one process. It is used for running the process that is compatible with different environment on current system. It is created, when the process starts and killed, when the process finishes. For example: Wine in Linux, etc.

3. In Circuit Emulation

Emulation technology is also used in embedded systems. In embedded systems, an ideal tool is the one that provides the visibility into any internal operation of any hardware or component to developer. In Circuit Emulator (shortly as ICE) is the tool that provides the mentioned visibility and behaves as same with any targeted component. ICE is mostly used for debugging and testing the code in emulated microprocessor.

In microprocessor development, emulators are classified into two groups as In Circuit Emulators and ROM Emulators. In Circuit Emulators are used for emulating the microprocessor while the task of the ROM Emulator is emulating the ROM as it can be understood easily.

In Circuit Emulators consist of a small dual port pods; the first pod is for the communication with the microprocessor socket while the second pod is used for creating an interface with workstation. [7]

4. Hardware Emulation

Hardware Emulation is a product of Firmware Approach from John Haanstra. The fundamental difference between Hardware Emulation and In-Circuit Emulation is In Circuit Emulation is focused to imitating a

microprocessor, ROM or any electronic component while Hardware Emulation targets the emulation of whole complete system.

System of Hardware Emulation based on four fundamental technological entities as the hardware, the compiler, the run time environment and supporting verification intellectual properties known as VIPs. The success at four subject mentioned is a must for ensuring the accomplished implementation which makes the information about listed critic areas obligation at Hardware Emulation [8]:

- Hardware Development
- Software Development: RTL Compilation
- Software Development: Runtime Control and Debug
- Emulation VIP Creation

5. Network Emulation

Network Emulation is a technology which aims to perform experiments on the real network system and used for performance analysis, testing and validation of the current network. In the beginning, Network Emulators developed for providence of various testbeds at Network but nowadays are very common in Network Protocol, Network Application and Mobile Application Developments. Mostly, Network Emulators are developed with characteristics of the Network Simulators. The fundamental difference between a Network Emulator and Network Simulator is Network Emulators are capable to emulate the end systems of the network and behave as they are connected to a real network while Network Simulators aren't. Another important fact is Network Simulators are weak against Real World Complexity while Network Emulators are compatible with its own virtual network.

Network Emulation is separated into three categories as,

- Hardware Based Network Emulation
  Used for shaping two or more network ports. Most notable feature is the provision of the maximum performance and precision from the dedicated hardware while the cost may be higher than expected due of the required hardware. (Ex: Linktropy 7500 Pro)
- Software Based Network Emulation
  Used for traffic analyzing over the network, controlling and manipulating the incoming and outgoing packets on current communication. It provides the maximum flexibility due of the dynamic configuration and many various implementations can be applied for different cases. Dependence of the hardware limits the performance and accurary. (Ex: Linux NISTNet, Linux NetEm)
- Network Emulation Environments
  Mostly used for developing testbeds for developers and universities for scientific researches. (Ex: PlanetLab, Orbit, EmuLab)

THE WORKING PRINCIPLE OF EMULATION

Before understanding the fundamentality of emulation running discipline, it is pretty reasonable to touch on the emulation approaches mentioned before. Like noted, emulation mentality consists of three essential approaches as La Grande Approach (Software), Firmware Approach (Hardware) and Combo Approach (Combination), those approaches can't be ignored in Emulator Development.

1. La Grande Approach

La Grande Approach, known also as True Approach is the software oriented emulation approach and developed after the simulation languages are released. An emulator that contained entirely software is called Software Emulator. The main advantage of the software based emulation is the flexibility and compatibility, reconfigurations are mostly done easily and availability in different platforms provides various opportunities to users. Software Emulators also don't need the actual hardware to be able to run since current hardware is programmed to behave as the target hardware. Thus makes the Software Emulation hardware dependent emulation system and this fact is the main reason why Software Emulation is limited with the capabilities of the hardware. Due to the dependence of hardware, Software Emulation is accepted as the slowest form of the

emulation. Video game console emulators such as PCDitto, VirtuaNES, Fusion can be given as an example to Software Emulators.

2. Firmware Approach

Firmware Approach, known also as Hardware Approach is the hardware oriented emulation approach and developed by John Haanstra in IBM System/360 Team. An emulator that contained entirely hardware is called Hardware Emulator. Usage of Firmware Approach is very limited, mostly it's used for providing back compatibility characteristic against the older systems. It is accepted as the fastest emulation approach due of the independence from hardware but includes lack of the flexibility since reconfigurations are hard to be done. Spartan from Mimic Systems can be given as an example.

3. Combo Approach

Combo Approach, known also as Combination Approach contains of both hardware and software characteristics. Suggested by IBM Engineer Larry Moss, the Father of Emulators and creates the most essential part of the Emulation. Implementation is applied by programming at software layer and using various hardwares such as microchips for mimicking the hardware at hardware layer. Combo Approach is suggested for the System/360 for back-compatibility of the old systems firstly which created the 7070 Emulator, later used as the prevalent approach in Industry. Z80 Softcard by Microsoft can be given as an example for Combo Approach.

Since the subject is about Video Game Console Emulation, it would be useful to mention about the principles of Console Emulator Softwares.

Like all emulators, console emulators are work with behaving the target system but there are several essential facts that conclude the difference from the other emulators.

The main problem is the unavailability of playing console games without the dedicated console system while the solution about it in Console Emulation is the creating the availability of playing different console games from different console systems. Defined desired goal is the Console Emulator itself and the primary benefit as the result is the independence from the console system.

In general, since different dedicated hardware components are not a requirement for running the Console Emulators successfully and the implementations consist of imitating the components only with programming, it can certainly be said Console Emulation is the result of the La Grande Approach.

Console Emulators are software and consists of programming codes that orders to hardware components how to behave. The usual way of working principle of a console emulator is dumping the ROM file, processing the inputs and serving the outputs like defined in programming codes.

The ROM files contain of the data in the Game Cartridges. Cartridges are actually a ROM (Read Only Memory), the data is only available for reading but not for writing. The ROM files in the computer system can be deleted, manipulated or even the game can be changed with ROM Hacking Techniques since it is stored in Hard Disk instead of ROM.

Several implementations which are going to be explained later are being applied while the emulator runs. Mentioned implementations consist of:

- CPU Emulation
- Memory Emulation
- Input and Output Emulations
- Graphic Emulation
- Sound Emulation
- Interrupts and Timing

THE PROGRAMMING OF AN EMULATOR

Before explaining how to program an Emulator, it should be noted that it is not an easy task since experience in programming and exhaustive information about hardware systems are fundamental requirements in Console Emulation Development. Developing a very simple game for the decided platform before developing the console emulator is a good idea to understand how the system works. To be able to write a Console Emulator, various certain steps should be followed. Mentioned steps depend on the determined result. The steps should include:

- Determination of the problem
- Determination of the platform for the emulation (Atari2600, NES, GameBoy etc.)
- Research about the legal facts
- Determination of the development environment (Programming languages, additional related programs)
- Informed about the components of the hardware
- Research about each components tasks and processes in system
- Emulation In Programming

EMULATION IN PROGRAMMING

Like mentioned before, several implementation of the hardware should be applied. Even though it depends which console is going to be emulated, in general the most essential implementation is the CPU Implementation. Except the CPU Implementation, emulation of several periodic tasks exists in Emulation Development such as output devices like joystick, vertical retrace interrupts related with video display and timer interrupts.

The second way of emulation is memory emulation. The emulation of the memory and the IO with the devices includes the emulation of the bus of the computer since the communication is provided via buses. Emulating the real behavior of the buses (arbitration, limited access) is unnecessary but sometimes it must be taken into account to for accuracy of the emulator.

Interrupt and timing emulation is another important case in Emulation. Both the external and internal timing is an important fact in Emulation. The emulator should exactly work like the usual system; it shouldn't be too slow or reverse, too fast. The games or programs must run at the same speed. Interrupt handling is one of the primary issues in mentioned fact.

Communication between the user and computer is obtained by the graphics. For computers the graphic hardware is very important and they are very strong for today's computers. The graphical hardware helps CPU in performing calculations for animation and reduces the overhead over the CPU. So the graphic emulation is also another important issue in Emulation technology.

In computers, sound and graphic hardware emulation is related to each other. The algorithms used in the emulation are different, but both graphic and sound hardware are very important in the emulated computers. Both have different types of hardware, which try to reduce the calculations in the CPU of the computer and reduce the communication between the CPU and the hardware.

CONCLUSION

Emulators are important tools used in many areas in computer domain. Emulators have different features and internal compositions. They are widely used in virtualization of hardware and software, especially Operating systems. Also they are used in testing of developed software systems.

The emulation technology plays an important role in software and hardware development.

REFERENCE

[1] History of Virtualization, Web Address: http://www.everythingvm.com/content/history-virtualization

[2] Rizatti L., "The Future of Hardware Emulation", Web Address: http://www.eetimes.com/ author.asp?section_id=36&doc_id=1321628

[3] Legality of Emulators, Web Address: http://patpend.net/ articles/ legality.shtml

[4] History of Emulation, Web Address: http://kaluszka.com/vt/emulation/history.html

[5] An introduction to game emulators, Web Address: http://www.myconsole.io/an-introduction-to-game-emulators/

[6] Difference between "process virtual machine" with "system virtual machine", Web Address: https://stackoverflow.com/questions/22477128/ difference-between-process-virtual-machine-with-system-virtual-machine

[7] Kneen J., "In Cicuit Emulators", Web Address: http://educationalstuff1.tripod.com/ice.pdf

[8] Rizzatti L., "Four Technologies Converge In Hardware Emulation", Web Address: http://electronicdesign.com/eda/four-technologies-converge-hardware-emulation

JAVA SPRING BOOT REST WEB SERVICE INTEGRATION WITH JAVA ARTIFICIAL INTELLIGENCE WEKA FRAMEWORK

Željko Jovanović, Dijana Jagodić, Dejan Vujičić, Siniša Ranđić
Faculty of Technical Sciences in Čačak, University of Kragujevac, Serbia

Abstract
This paper presents the integration of Java Spring Boot framework with WEKA – Java artificial intelligence framework. For a presentation, developed REST Web service is demonstrated. As a result, it returns result of prediction for four prediction algorithms that are used over some sample weather data.

Keywords: Java Spring, Java Spring Boot, WEKA, REST WS.

INTRODUCTION

Rapid development of programming technologies demands testing of integration of popular frameworks. Java as one of the most used programming languages has variety of frameworks for the different purposes.

Probably the most popular framework is The Spring Framework [1]. Its popularity is based on large scale integrations possibility. This advantage becomes the main problem, since it could be difficult to set up application in appropriate way. This problem is mainly solved with Spring Boot [2] version which automate most of configuration processes. This allows developers to focus on application logic realization.

As for technologies, Representational state transfer (RESTfull) Web Service are probably the standard nowadays for providing data from the application business logic part. Spring Boot provides very good tools for REST WS development.

We are all witnesses of artificial intelligence usage in variety of application. This is probably the main trend nowadays in a programming world. Java provides WEKA framework [8] for artificial intelligence integration in Java based applications.

This paper present integration of this two popular Java frameworks. As a result Java Spring Boot REST WS is developed to return the accuracy of four prediction algorithms using WEKA over sample data. This paper is outlined as follow: First Java Spring framework with its Spring Boot version is presented. After that WEKA framework and its usage are shown. As a result, demonstration of this framework integration is presented.

JAVA SPRING

The Spring Framework [1] is a major open source Java/J2EE application development framework for more productive application development. It is the most popular Java framework with 30% share of usage. The Spring Framework features enable efficient development from simple Web to complex enterprise applications. Main concepts that the Spring Framework depends are:

- Inversion of Control (IoC)
- Dependency Injection (DI)
- Aspect Oriented Programming (AOP)
- Java persistence API (JPA)

IoC is the general concept where control of flow is Inverted : instead of the programmer controlling the flow of a program, the external sources (framework, services, other components) take control of it. DI, as presented in [3] is a pattern in a form of IoC, nowadays key concept in Spring and the rapidly-growing Google Guice. AOP [4] is based on the conception that improves both modularity and the structure of code. JPA [5] is in charge for the mapping of the object state to the database columns and how to issue queries across the objects.

The Spring framework consist of around 20 modules. Its architecture is presented in Fig 1.

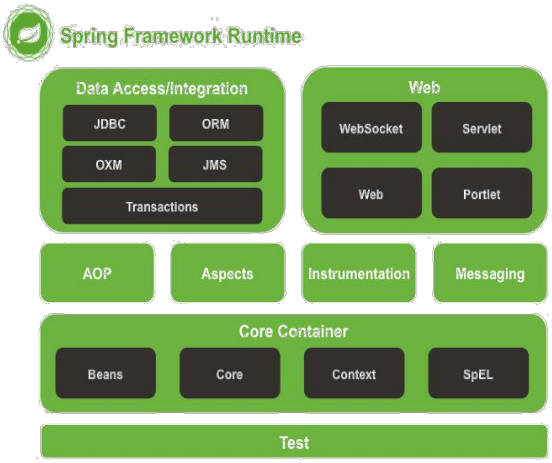


Fig. 1. *The Spring Framework arhitecture [1]*

Some of the most important modules are Core Container, Data Access/Integration, WEB, AOP, Instrumentation, Messaging, Test... For the development of Web applications, Web module is most important. It consists of Web, WebSockets, Portlet and Servlet module. Servlet module contains the definitions of the two most used concepts nowadays. First one is Spring Model-View-Controller (MVC). Second one is RestFull WebSerive integrations (REST WS).

Spring MVC [6] provides in-depth coverage of Spring MVC and Spring Web Flow, two highly customizable and powerful web frameworks which enables development of multi-layered applications. It is "Open for expansion, closed for modification". Spring MVC is built on *DispacherServlet* which pass the requests to appropriate *@Controller-s* based on the *@RequestMapping* annotations. Spring Web Flow is a project that complements Spring MVC for building reusable web controller modules that encapsulate rich page navigation rules.

REST WS is architecture for providing interoperability between computer systems on the Internet. Nowadays it is one of the most used techniques for data providing to various types of data consumers. The Spring framework provides support for REST WS development. Java class that will represent REST WS need to be annotated as a @RestController. Methods that will provide functionalities need to be annotated with unique @RequestMapping anotation. Using ResponseEntity class as a method result type entire set of HTTP status code, headers, and body could be specified. It comes with several constructors to carry the information sent in HTTP Response.

SPRING BOOT

Spring Boot is designed to simplify Spring application development. In [2] main concepts are presented. Among others, most important are:

- Automatic configuration - configure applications as standard Spring applications
- Starter dependences - integrate required dependences automatically
- The command-line-interpreter - enables application control thought console
- The actuator - show information about events in application.

Spring Boot provides a radically faster and widely accessible getting started experience for all Spring development and provides a range of non-functional features that are common to large classes of projects (e.g. embedded servers, security, metrics, health checks, externalized configuration); and with absolutely no code generation nor requirements for XML configurations. Also, application testing is easier to do as described in [7]. At the URL address:

https://start.spring.io/

it is possible to set up and download start project with adjusted dependences. It is possible to chose between Maven or Gradle projects, and it is only necessary to check which dependences should be included. For developing REST WS application WEB module dependency is needed.

WEKA WORKBENCH

WEKA (Waikato Environment for Knowledge Analysis) was developed at the University of Waikato in New Zealand. It is written in Java and provides interfaces to numerous machine learning algorithms. WEKA also supports the methods for data processing and evaluation of learning results [8] .

Since its beginning in 1992, WEKA has been widely adopted by many scientists in various areas of expertise. Some of the reasons

for its popularity may be found in some of WEKA's main characteristics [9]:

- Data preprocessing: WEKA supports numerous file formats and databases; it also possesses methods for filtering the data;
- Classification: WEKA contains more than 100 classification methods (Bayesian, lazy, rule-based methods, tree learners, function-based learners, etc.);
- Clustering: several algorithms for unsupervised learning are supported in WEKA;
- Attribute selection: there are various search methods and criteria in WEKA;
- Data visualization: WEKA supports plotting data in dependence of class or other attribute values; many different types of data visualization methods are supported, such as tree viewers, Bayes network viewers, dendrogram viewers, etc.

However, despite all the characteristics it possesses, WEKA has become vastly popular because of its intuitive and easy-to-use GUI. In this way, the machine learning algorithms had become available to almost anybody who wants to classify some data, not even necessarily being a programmer [10].

WEKA integrates several GUIs for easy access to the certain functionalities. WEKA GUI Chooser window is shown in Fig. 2.

Fig. 2. *WEKA GUI Chooser window*

By clicking on the Explorer button, the WEKA Explorer window is shown, Fig. 3. This window has several tabs [10]:

- Preprocess: loading and transformation of data with filters;
- Classify: enables access to WEKA's algorithms for classification and regression;
- Cluster: enables access to WEKA's clustering algorithms;
- Associate: access to the association rule mining;
- Select attributes: selection of algorithms and evaluation criteria for determination of the most important attributes in dataset;
- Visualize: different options for data visualization.

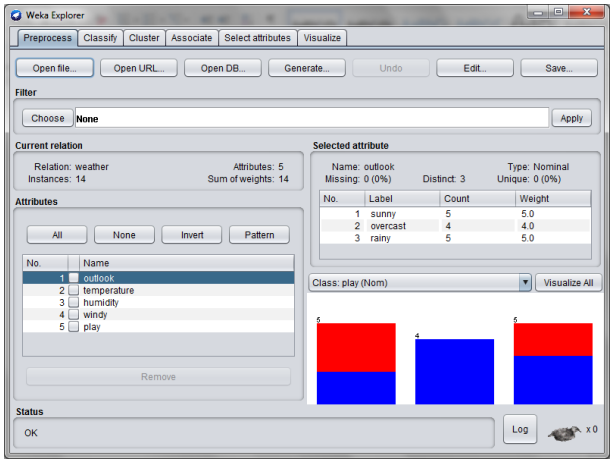


Fig. 3. *WEKA Explorer window*

The possibilities of using WEKA as a data mining tool in bioinformatics were discussed in [11]. In [12], authors used WEKA for predicting the phospholipidosis inducing potential. WEKA found its usage in traffic flow clustering [13]. Authors [14], [15] used WEKA for cancer classification from gene selection. WEKA was used as a tool for improving performance of learning from imbalanced data in [16]. Interesting study on using machine learning WEKA algorithms for uncovering spammers on social networks was conducted in [17]. Authors of [18] used machine learning methods for classifying human physical activity from on-body accelerometers. WEKA was also used for classification of IP traffic flow [19], [20] and botnet traffic [21]. In [22], machine learning WEKA algorithms were used for detection and annotation of real – life emotions. WEKA found its application in agriculture in [23].

The list of projects related to WEKA can be found at [24] and at the time of the writing of this paper, that number is 69.

SPRING BOOT - WEKA INTEGRATION

As explained in Spring Boot section, start version of maven project with WEB, REST, JPA automatic dependences integration is download from https://start.spring.io/. After extraction, this project is imported to Eclipse J2EE IDE as a maven project. weka jar is added as additional jar in project->properties->Java build path. After this WEKA library functionalities are available for usage. To develop REST WS using Java Spring Boot java class called WekaRestController.java is created. Project structure of created application is presented on Fig. 4.

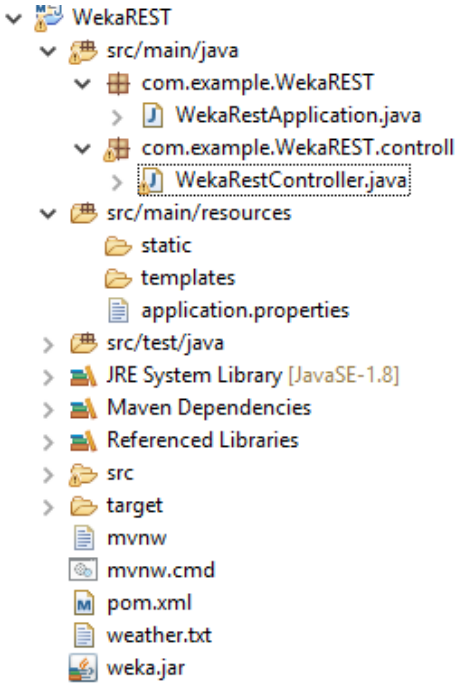


Fig. 4. *Spring Boot REST WS project structure with WEKA support*

WEKA's trees.J48 classifier algorithm gives the visualization tree of the loaded data, shown in Fig. 5.

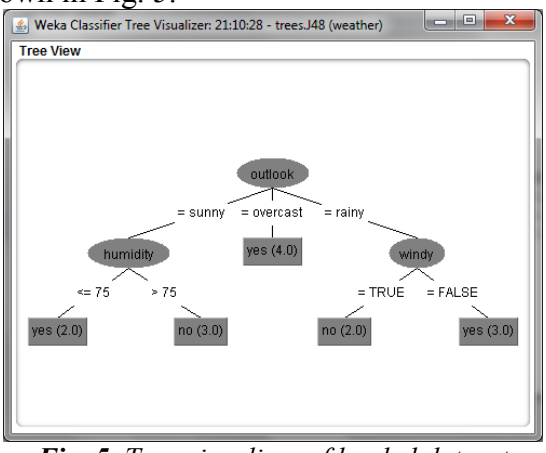


Fig. 5. *Tree visualizer of loaded dataset*

Main code parts of WekaRestController class are presented below.

```
@RestController
public class WekaRestController {

@RequestMapping(value = "/wekaTest",
method = RequestMethod.GET)

public ResponseEntity<List<String>>
predictions() {
        List<String> acc;
        // calculate prediction for rules...

        // add result to list acc

return new ResponseEntity<List<String>>
        (acc, HttpStatus.OK);
        }
}
```

As shown, class is annotated with *@RestController* anotation defined in *org.springframework.web.bind.annotation.RestControlle*. URL for WS integration is mapped as "/wekaTest" using *@RequestMapping* annotation. Java method "*prediction*()" is created for this URL mapping processing.

As a demonstration of successful Weka integration in Spring Boot REST WS application, "weather" prediction example is realized. As a result, REST WS return list of accuracies for four prediction algorithms with the same used data. Achieved prediction results and REST WS usage demonstration are presented in Fig. 6 by calling next URL:

http://localhost:8080/wekaTest

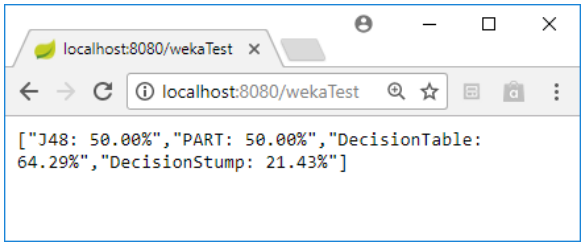


Fig. 6. *REST WS with WEKA support usage demonstration*

CONCLUSION

As shown, Spring Boot application is running on localhost on port 8080 and created REST WS is available in "/wekaTest" URL mapping.

Presented results demonstrate successful integration of WEKA library to Spring Boot application. Developed platform is suitable for usage in various type of application that need to have some artificial inelegance involved. Realization in form of a REST WS has many advantages, since it could be used by various types of clients.

ACKNOWLEDGMENT

The work presented in this paper was funded by grant TR32043 for the period 2011-2017, by the Ministry of Education, Science, and Technological Development of the Republic of Serbia.

REFERENCE

[1] R. Johnson, J. Hoeller, A. Arendsen, T. Risberg, and D. Kopylenko, *Professional Java development with the Spring Framework*, vol. 2005. 2005.

[2] F. Gutierrez, "Spring Boot, Simplifying Everything," in *Introducing Spring Framework*, 2014, pp. 263–176.

[3] D. R. Prasanna, *Dependency Injection: Design Pattern using Spring and Guice*. 2009.

[4] F. Steimann, "The paradoxical success of aspect-oriented programming," *ACM SIGPLAN Not.*, vol. 41, no. 10, p. 481, 2006.

[5] M. Keith and M. Schnicariol, *Pro JPA 2: Mastering the Java™ persistence API*. 2010.

[6] M. Deinum and K. Serneels, *Pro spring MVC: With web flow*, vol. 9781430241560. 2012.

[7] F. Gutierrez, *Testing with Spring Boot*. 2016.

[8] I. H. Witten, E. Frank, and M. a Hall, *Data Mining: Practical Machine Learning Tools and Techniques (Google eBook)*. 2011.

[9] R. R. Bouckaert, E. Frank, M. a. Hall, G. Holmes, B. Pfahringer, P. Reutemann, and I. H. Witten, "WEKA---Experiences with a Java Open-Source Project," *J. Mach. Learn. Res.*, vol. 11, pp. 2533–2541, 2010.

[10] M. A. Hall, E. Frank, G. Holmes, B. Pfahringer, P. Reutemann, and I. H. Witten, "The WEKA data mining software: an update," *SIGKDD Explor.*, vol. 11, no. 1, pp. 10–18, 2009.

[11] E. Frank, M. Hall, L. Trigg, G. Holmes, and I. H. Witten, "Data mining in bioinformatics using Weka," *Bioinformatics*, vol. 20, no. 15, pp. 2479–2481, 2004.

[12] O. Ivanciuc, "Weka machine learning for predicting the phospholipidosis inducing potential.," *Curr. Top. Med. Chem.*, vol. 8, no. 18, pp. 1691–1709, 2008.

[13] A. McGregor, M. Hall, P. Lorier, and J. Brunskill, "Flow clustering using machine learning techniques," *Passiv. Act. Netw. Meas.*, pp. 205–214, 2004.

[14] Y. Wang, I. V. Tetko, M. A. Hall, E. Frank, A. Facius, K. F. X. Mayer, and H. W. Mewes, "Gene selection from microarray data for cancer classification - A machine learning approach," *Comput. Biol. Chem.*, vol. 29, no. 1, pp. 37–46, 2005.

[15] A. C. Tan and D. Gilbert, "Ensemble Machine Learnign on gene expression data for cancer classification," *Appl. Bioinformatics*, vol. 2, pp. 1–10, 2003.

[16] J. Van Hulse, T. M. Khoshgoftaar, and A. Napolitano, "Experimental perspectives on learning from imbalanced data," in *Proceedings of the 24th international conference on Machine learning - ICML '07*, 2007, pp. 935–942.

[17] K. Lee, J. Caverlee, and S. Webb, "Uncovering social spammers," in *Proceeding of the 33rd international ACM SIGIR conference on Research and development in information retrieval - SIGIR '10*, 2010, p. 435.

[18] A. Mannini and A. M. Sabatini, "Machine learning methods for classifying human physical activity from on-body accelerometers," *Sensors*, vol. 10, no. 2, pp. 1154–1175, 2010.

[19] N. Williams, S. Zander, and G. Armitage, "A preliminary performance comparison of five machine learning algorithms for practical IP traffic flow classification," *ACM SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, vol. 36, no. 5, p. 5, 2006.

[20] A. A. Freitas, "A survey of evolutionary algorithms for data mining and knowledge discovery," *Adv. Evol. Comput.*, pp. 819–845, 2003.

[21] C. Livadas, R. Walsh, D. Lapsley, and W. T. Strayer, "Using machine learning techniques to identify botnet traffic," in *Proceedings - Conference on Local Computer Networks, LCN*, 2006, pp. 967–974.

[22] L. Devillers, L. Vidrascu, and L. Lamel, "Challenges in real-life emotion annotation and machine learning based detection," *Neural Networks*, vol. 18, no. 4, pp. 407–422, 2005.

[23] R. J. McQueen, D. L. Neal, R. E. DeWar, S. R. Garner, and C. G. Nevill-Manning, "The WEKA Machine Learning Workbench : Its Application to a Real World Agricultural Database," *Proc Can. Mach. Learn. Work.*, 1994.

[24] "WekaWiki Related Projects." [Online]. Available: http://weka.wikispaces.com/Related+Projects.

EVALUATION OF HAP, ANGLESHARP AND HTMLDOCUMENT IN WEB CONTENT EXTRACTION

Erdinç Uzun
Namık Kemal University

H. Nusret Buluş
Namık Kemal University

Alpay Doruk
Namık Kemal University

Erkan Özhan
Namık Kemal University

Abstract

With the DOM, programming languages can access and change all the HTML elements of a web page. There are several libraries for instantiating the DOM. In this study, we compare three different well-known .NET libraries, including HAP (Html Agility Pack), AngleSharp and MS_HtmlDocument to extract content from web pages. The experimental results indicate that AngleSharp achieves the best results with average 5.54 ms for preprocessing of the DOM and average 0.46 ms for extracting of a content from the DOM.

Keywords: HTML, DOM, Web Extraction Performance, .NET C#

INTRODUCTION

Over the years and with the increase of internet usage, the amount of contents such as main text, summary text, user information, date information, advertisements, menus and related links on a web page has also increased. Web content extraction [1] is the process of accessing required contents from web documents. This process is important for indexing and storage operations on the computer. In this way, the performance of search process can be accelerated. In this study, we will explain how to access this content via ID and CLASS. Moreover, three libraries that can be used extraction process are compared.

Web content extraction methods can be classified into three classes: wrapper-based methods[2], DOM (Document Object Model)-based method [3] and Machine learning-based methods [4]. Wrapper in web content extraction is a program that extracts content of a particular information from web pages. DOM-based methods utilize structure, tags and attributes of HTML. Machine learning-based methods are on state-of-the-art machine learning algorithm and these methods require labeled data obtained from the DOM. This paper focuses on creation and search time of DOM.

In the DOM, everything is a node containing nodes, tags, attributes, texts. Moreover, everything including main text, summary text, graphics, audio, video, links, advertisements, contents, etc. on the web page is in a specific node. In all browsers, when an HTML document is loaded into a web browser, the DOM is created. With JavaScript scripting language, you can reach all the nodes by using the DOM. In this study, three libraries included HAP [6], AngleSharp [7], MS_HTMLDocument [8] developed to reach the DOM via a programming language .NET (C#) will be compared.

HIERARCHY OF DOM

A web page is a text document included HTML tags, HTML attributes, scripts and contents. This document is parsed by a web browser to display results in the browser window. After parsing, the DOM is created. The DOM is an object-oriented representation of the web page, which can be modified with a scripting language like JavaScript and programming languages such as C#, Java, Phyton and etc.

Fig. 1. *Relationship between the DOM and the web page*

There is a relationship between the DOM and the web page as shown in Fig. 1. For example, <h1> is an HTML element that defines the most important heading. Moreover, this element have an attribute (itemprop) and value of attribute (headline) that provide additional information for the element. There are a lot of HTML elements such as <section>, , <aside>, <h3>, <p> and etc. in a web page. Fig. 1 shows only a little part of a web page. Additionally, these elements have attributes such as id, class, itemprop, style and etc. id and class are widely used attributes useful for applying styles and manipulating an element with DOM and JavaScript. These information can be used for extraction process.

Web pages in a web domain have similar HTML elements. When the appropriate element is selected from a web page, it can be used to extract other web pages of domain. In experiments, we have downloaded 100 different web pages for 20 different web domain. Moreover, we have selected 38 different elements for obtaining required web content. Table 1 indicates example elements (as rules) for Fig. 1.

Table 1. *An example rules for extraction*

HTML Element	Description
<h1 itemprop="headline">	Heading
<div itemprop="articleBody" …>	Main Text

WEB EXTRACTION LIBRARIES

In web browsers, JavaScript is used for accessing or manipulating an element. However, in programming languages there are several libraries for this task. In this paper, we utilize three different libraries included HAP (Html Agility Pack), AngleSharp and MS_HtmlDocument in .Net framework.

In HAP, a DOM is first created with HTML Parser of HAP. Then, selectors allow you to reach elements from the DOM by using the XPath expression obtained from rules (see Code 1). XPath, is a W3C Recommendation, uses "path like" syntax to identify elements in

Code 1. *Extraction with HAP*

```
public List<string> Extract_with_HAP(string tagname,
string source){
string tagname_xpath = ToXPath(tagname);
List<string> list_sonuc = new List<string>();
HtmlDocument htmlDoc = new HtmlDocument();
htmlDoc.LoadHtml(source);
HtmlNodeCollection _htc =
htmlDoc.DocumentNode.SelectNodes(tagname_xpath);
if (_htc != null){
    foreach (HtmlNode node in _htc)
        list_sonuc.Add(node.InnerHtml);
}
else   return null;
return list_sonuc;
}
```

Code 2. *Converting HTML Element to XPath*

```
Public string ToXPath(string tagName){
  HtmlDocument htmlDoc = new HtmlDocument();
  htmlDoc.LoadHtml(tagName);
  HtmlNode node =
    htmlDoc.DocumentNode.SelectNodes("//*")[0];
  var attributes = node.Attributes.Any() ? "[" +
    string.Join(" and ", node.Attributes.Select(o => "@"
    + o.Name + "='" + o.Value + "'")) + "]" : "";
  return "//" + node.Name + attributes;
}
```

a web page. We have developed a method that converts HTML element to XPath expression (see Code 2). For example, <h1 itemprop="headline"> converts to XPath expression like //h1[@itemprop='headline'].

In Code 1 and 2, HtmlDocument is class of HAP. LoadHTML method loads given HTML document to instance of HtmlDocument. DocumentNode.SelectNodes method return nodes for a given HTML. In code 1, only one node is returned. node.Attributes.Select method prepare a string that contains key and value of attributes, respectively.

AngleSharp has angle brackets parser library to construct a DOM based on the official W3C specifications. AngleSharp exposes all DOM lists and allows you to use LINQ (Language-Integrated Query). LINQ is a .NET Framework component that adds native data querying capabilities to .NET languages.

Code 3. *Extraction with AngleSharp*

```
public List<string> Extract_Tag_with_AngleSharp(
string tagName, string source){
List<string[]> res =
NodenameAndAttributes(tagName);
List<string> list_sonuc = new List<string>();
var parser = new HtmlParser();
var document = parser.Parse(source);
    if (document != null){
      string[] nodename = res[0];
      List<AngleSharp.Dom.IElement> temp =
document.All.Where(m => m.LocalName ==
nodename[0]).ToList();
      for (int i = 1; i < res.Count; i++){
        string[] att = res[i];
        temp = temp.Where(m => m.Attributes[att[0]] !=
null && m.Attributes[att[0]].Value == att[1]).ToList();
      }
    if (temp != null){
      foreach (AngleSharp.Dom.IElement node in temp)
        list_sonuc.Add(node.InnerHtml);
    else return null;
    }
    else return null;
return list_sonuc;
}
```

Code 4. *Extraction with MS HtmlDocument*

```
public static List<string>
Extract_Tag_with_HTMLDocument(string tagName,
string source){
    List<string[]> res =
TagProcessing.NodenameAndAttributes(tagName);
    List<string> list_sonuc = new List<string>();
    HTMLDocument doc = new HTMLDocument();
    IHTMLDocument2 doc2 = (IHTMLDocument2)doc;
    doc2.clear();
    doc2.designMode = "On";
    doc2.write(source);
    if (null != doc){
      string[] nodename = res[0];
      nodename[0] = nodename[0].ToUpper( );
      for (int i = 1; i < res.Count; i++){
        string[] att = res[i];
        if (att[0]=="id"){
list_sonuc.Add(doc.getElementById(att[1]).innerHTML);
          return list_sonuc;
        }
    }
foreach (IHTMLElement element in
doc.getElementsByTagName(nodename[0])){
        bool sonuc = true;
        for (int i = 1; i < res.Count; i++){
        string[] att = res[i];
        if (att[0] == "class"){
          if(element.className != att[1]){
            sonuc = false;
            break;
          }
        }
        else{
          if(element.innerHTML != null){
          string tag_temp =
element.outerHTML.Substring(0,
element.outerHTML.IndexOf(">"));
              if (!(tag_temp.Contains(att[0]) &&
tag_temp.Contains(att[1]))){
                                sonuc = false;
                                break;
                }
            }
            else{
             sonuc = false;
             break;
                }
            }
        }
        if (sonuc)
          list_sonuc.Add(element.innerHTML);
      }
    }
    else return null;
return list_sonuc;
}
```

In Code 3, NodenameAndAttributes function returns node name and attributes of a tag to the string list (res). HtmlParser is main class of AngleSharp. It has methods which carry the parsed DOM. Parse function creates the DOM. All property of document.All returns all nodes that are contained in a web page and where function in document.All.Where is used for efficient extraction with LINQ statements.

MS HtmlDocument provides a wrapper around the DOM. Then, you can use HTMLDocument methods for accessing the desired element. In .NET, HtmlDocument is the base class of IHTMLDocument2 so we create doc2 instance for DOM. Write function of IHTMLDocument2 is utilized for constructing DOM. Then, in searching if attribute is ID, the function returns the result of getElementById. Otherwise, the function takes all nodes into account with the result of getElementsByTagName. In this case, if all attributes and their values are equal, the function adds this content to the list.

EXPERIMENTS

5 web pages for every 20 different online newspapers such as Milliyet, Sabah, Pravda, Corriere, Dbalears, Dnevnik, JapanTimes are used in the experiments. At least two rules (Html Element) have been prepared for each domain. Then, these rules are tested five times for the relevant domains in three different libraries. Table 2 gives information about file size of web pages and character size of rules in dataset. Table 3 indicates average result of three different libraries.

Timing performance tests are done at Core i5-3.2Ghz with 8GB memory configurations. In Table 3, creation times and extraction times of DOM are examined for three libraries. AngleSharp, allows you to use LINQ, has the best results with average 5.54 ms for preprocessing of the DOM and average 0.46 ms for extracting of a content from the DOM.

Table 2. *Information about dataset*

	Size of Files (KB)	**Number of Tags (Character Size)**
Average	142.8	33.9
Minimum	21.1	18
Maximum	905.9	127

Table 3. *Results of tree libraries*

	Preprocessing (ms)	**Extracting (ms)**
HAP	9.79	0.51
AngleSharp	5.54	0.46
MS_HtmlDocument	28.63	115.30

MS_HtmlDocument has the slowest search results with 115.30 ms because it does not have a special search function.

CONCLUSION

DOM creation and search on the DOM are important issue in terms of web content extraction. In this study, we have introduced three different libraries included HAP, AngleSharp and MS_HtmlDocument used by the .NET languages. The experimental results show that AngleSharp is a better library than the others.

We are considering using AngleSharp when we need DOM for web content extraction. All codes are an open-source and available via the github:

https://github.com/erdincuzun/SMA.NET.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors acknowledge the support received from the Namık Kemal University Research Fund.

REFERENCE

[1] Rahman, A.F.R., Alam, H. and Hartono, R., "Content extraction from HTML documents", International workshop on Web document Analysis, pp.7-10, 2001.

[2] Flesca, S., Manco, G., Masciari, E., Rende, E., Tagarelli, A. "Web wrapper induction: a brief survey", In: AI Communications, vol. 17, pp. 57–61. IOS Press, Amsterdam, 2004.

[3] Álvarez-Sabucedo, L. M., Anido-Rifón, L. E. and Santos-Gago, J. M., "Reusing web contents: a DOM approach", Softw: Pract. Exper., 39: 299–314. doi:10.1002/spe.901, 2009.

[4] Fu, L., Meng, Y., Xia Y. and Yu, H., "Web Content Extraction based on Webpage Layout Analysis", Second International Conference on Information Technology and Computer Science, Kiev, 2010, pp. 40-43, 2010.

[6] http://html-agility-pack.net/

[7] https://github.com/AngleSharp/AngleSharp

[8] https://msdn.microsoft.com/tr-tr/library/system.windows.forms.htmldocument(v=vs.110).aspx

COMPARISON OF STRING MATCHING ALGORITHMS IN WEB DOCUMENTS

H. Nusret Buluş
Namık Kemal University

Erdinç Uzun
Namık Kemal University

Alpay Doruk
Namık Kemal University

Abstract

String matching algorithms try to find position/s where one or more patterns (also called strings) are occurred in text. In this study, we compare 31 different pattern matching algorithms in web documents. In web documents, searching is crucial process for content extraction process. Therefore, lengths of html tags are examined for determining which algorithm or algorithms are suitable for matching process. Our experiments show that Skip Search algorithm is the best pattern matching algorithm with 0.170 ms for web documents. Moreover, it has 0.002 ms in preprocessing time and 0.168 ms in searching time.

Keywords: keywords, keywords, keywords, keywords, keywords, keywords, keywords.

INTRODUCTION

Pattern matching is defined as searching through a string of characters looking for instances of a given "pattern" string; we wish to find all positions [1]. Pattern matching is used for tasks such as intrusion detection, virus scanning, and information retrieval. The well-known Knuth-Morris-Pratt (KMP) [1] and Boyer–Moore (BM) algorithms [2] were created to search for single patterns, while the Aho-Corasick (AC) [3] and Wu-Manber (WM) [4] multi-pattern matching algorithms are capable of inspecting multiple pattern sets simultaneously [5].

HTML (Hyper Text Markup Language) is a markup language used to create web pages on the internet. HTTP (Hyper Text Transfer Protocol) is used to transfer HTML files. HTML files are stored on the server computer's hard disk.

In this paper we have performed pattern matching tests on HTML files. 31 different pattern matching algorithms have been tested and performance results have been given in following sections. We focused on matching single patterns in our trials. When we viewed the previous works of pattern matching, we found that there were no studies in HTML files.

PATTERN MATCHING ALGORTHMS

There are many studies in the literature based on pattern matching algorithms. Pattern matching algorithms are used in researches of many fields like biologic sequences, information retrieval, image processing etc. Some well-known pattern matching algorithms are described below.

Horspool Algorithm:

The bad-character shift used in the Boyer-Moore algorithm [2] is not very efficient for small alphabets, but when the alphabet is large compared with the length of the pattern, as it is often the case with the ASCII table and ordinary searches made under a text editor, it becomes very useful.

Using it alone produces a very efficient algorithm in practice. Horspool proposed to use only the bad-character shift of the rightmost character of the window to compute the shifts in the Boyer-Moore algorithm. [6]

Quick Search Algorithm:

The Quick Search algorithm uses only the bad-character shift table [2]. After an attempt where the window is positioned on the text factor y[j .. j+m-1], the length of the shift is at least equal to one. So, the character y[j+m] is necessarily involved in the next attempt, and

thus can be used for the bad-character shift of the current attempt [7].

Skip Search Algorithm:

For each character of the alphabet, a bucket collects all the positions of that character in x. When a character occurs k times in the pattern, there are k corresponding positions in the bucket of the character. When the word is much shorter than the alphabet, many buckets are empty. [8]

Simon Algorithm:

Simon indicates that the underlying automaton of Knuth-Moris-Pratt algorithm can be completed in an efficient way [9].

All algorithms are described in a web page http://www-igm.univ-mlv.fr/~lecroq/string/. By using single pattern matching manner, we have tested 31 different pattern matching algorithms which are given in Table 1.

Table 1. *Algorithms used in this study*

Apostolico Crochemore
Apostolico Giancarlo
Backward Nondeterministic Dawg Matching
Backward Oracle Matching
Boyer Moore
Brute Force
Colussi
Deterministic Finite Automaton
Forward Dawg Matching
Galil Giancarlo
Horspool
Karp Rabin
KMP Skip Search
Knuth Morris Pratt
Maximal Shift
Morris Pratt
Not So Naive
Optimal Mismatch
Quick Search
Raita
Reverse Colussi
Reverse Factor
Shift Or
Simon
Skip Search
Smith
String Matching on Ordered Alphabets
Tuned Boyer Moore
Turbo BM
Turbo Reverse Factor
Zhu Takaoka

Table 2. *Information about dataset*

	Size of Files (KB)	Pattern Size (Character Size)
Average	142.8	33.9
Minimum	21.1	18
Maximum	905.9	127

EXPERIMENTS

5 web pages for every 20 different online newspapers such as Milliyet, Sabah, Pravda, Corriere, Dbalears, Dnevnik, JapanTimes etc. are used in the experiments. At least two patterns have been prepared for each domain. Then, these patterns are tested five times for the relevant domains in 31 different algorithms. Table 2 gives information about file sizes of web pages and character sizes of rules in dataset.

Tags with different lengths are searched in files and each file has different size. All durations are noted to calculate average durations for each algorithm. Besides this average lengths of tags are shown in Table 3 where pattern matching results are take place. We have parsed 5 web pages in 20 domains separately. So we have used 100 HTML files to obtain results. In each file we have matched 44 patterns.

In addition to this, preprocessing and searching times are taken in each file for each algorithm. We also give the average results of preprocessing and searching times for algorithms in Table 3. It is obvious that the pattern matching processes of the algorithms which have no preprocessing phase are same with the searching time. On the other hand, the algorithms which have preprocessing phase have duration values as sum of searching and preprocessing phases durations.

We carried out our experiments on an Intel Core i5-3.2Ghz 8 GB RAM computer with Windows 10 operating system. We have developed the test software on .NET 4.5.2 framework C# Programming Language.

The preprocessing of an algorithm consists of collecting some information like statistical

data or character ordering about pattern and making a model to search for.

In our experiments, best pattern matching score belongs to Skip Search algorithm. Also this algorithm has little preprocessing with 0.002 ms and the searching time with 0.168 ms. Although the Horspool algorithm has a little poor preprocessing results with 0.222 ms, the best algorithm is in searching with 0.081 ms. In the Horspool algorithm, once the document is prepared for searching, it can be searched many times quickly.

Karp Rabin, Morris Pratt, Apostolico Crochemore and Knuth Morris Pratt are little preprocessing time but their searching results are average. In total results, Tuned Boyer Moore, Horspool, Backward Nondeterministic Dawg Matching, Optimal Mismatch, Raita, Boyer Moore, Maximal Shift, KMP Skip Search, Quick Search, Turbo BM and Backward Oracle Matching algorithms have very close duration values.

BruteForce, String Matching on Ordered Alphabets and Not So Naïve algorithms are not preprocessing time but their searching results are 0.676, 1.079 and 0.522, respectively. The top results of best 12 algorithms are given in the Fig. 1.

Table 3. *Algorithms used in this study*

Algorithm	PreProcessing Time	Search Time	Total
Apostolico Crochemore	0.001	0.973	0.974
Apostolico Giancarlo	0.225	0.935	1.160
Backward Nondeterministic Dawg Matching	0.193	0.111	0.304
Backward Oracle Matching	0.005	0.384	0.390
Boyer Moore	0.226	0.102	0.328
Brute Force	0.000	0.676	0.676
Colussi	0.003	1.521	1.525
Deterministic Finite Automaton	26.402	2.846	29.248
Forward Dawg Matching	34.381	7.546	41.928
Galil Giancarlo	0.004	1.683	1.687
Horspool	0.222	0.081	0.302
Karp Rabin	0.001	1.168	1.169
KMP Skip Search	0.190	0.175	0.365
Knuth Morris Pratt	0.001	0.979	0.981
Maximal Shift	0.239	0.093	0.332
Morris Pratt	0.001	0.977	0.978
Not So Naive	0.000	0.521	0.522
Optimal Mismatch	0.228	0.091	0.319
Quick Search	0.221	0.149	0.370
Raita	0.239	0.083	0.322
Reverse Colussi	32.005	0.115	32.121
Reverse Factor	35.864	0.279	36.143
Shift Or	0.271	0.717	0.988
Simon	0.002	1.434	1.436
Skip Search	0.002	0.168	0.170
Smith	0.426	0.161	0.587
String Matchingon Ordered Alphabets	0.000	1.079	1.079
Tuned Boyer Moore	0.215	0.082	0.297
Turbo BM	0.223	0.148	0.371
Turbo Reverse Factor	34.604	0.334	34.938
Two Way	0.002	0.796	0.798

CONCLUSION

Pattern matching on strings is an important subject which has been studied several times. Many algorithms have been developed to search for patterns through the strings. In this paper, we want to observe the performances of pattern matching algorithms on HTML files. A lot of trials have been done to have meaningful results. Experimental results show that different pattern matching algorithms can retrieve data from web pages for different purposes. It would be useful to use this feature in retrieving only demanded data from web pages. All codes are an open-source and available via the github:

https://github.com/erdincuzun/SMA.NET.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors acknowledge the support received from the Namık Kemal University Research Fund.

REFERENCE

[1] Knuth D.E., Morris J.H., Pratt V.R., "Fast Pattern Matching in Strings", SIAM Journal on Computing, Volume 6, Issue 2, pp. 323–350

[2] Boyer R.S.; Moore J.S., "A fast string searching algorithm". Commun. ACM 1977, 20, pp . 762–772.

[3] Aho A.V.; Corasick M.J. "Efficient string matching", An aid to bibliographic search. Commun. ACM 1975, 18, pp. 333–340.

[4] Manber Wu, S.; Manber, U. "A Fast Algorithm for Multi-Pattern Searching"; Technical Report TR-94-17; Department of Computer Science, University of Arizona: Tucson, AZ, USA, 1994

[6] Horspool R.N., "Practical fast searching in strings", Software - Practice & Experience, 1980,10(6), pp. 501-506.

[7] Sunday D.M., "A very fast substring search algorithm", Communications of the ACM. 1990, 33(8), pp.132-142

[8] Charras C., Lecroq T., Pehousek J.D., "A very fast string matching algorithm for small alphabets and long patterns", in Proceedings of the 9th Annual Symposium on Combinatorial Pattern Matching, M. Farach-Colton ed., Piscataway, New Jersey, Lecture Notes in Computer Science 1448, 1998, pp 55-64, Springer-Verlag, Berlin.

[5] Lee C.L., Yang T.H., "A Flexible Pattern-Matching Algorithm for Network Intrusion Detection Systems Using Multi-Core Processors", Algorithms 2017, 10(2), 58

[9] Simon, I., 1994, String matching algorithms and automata, in Results and Trends in Theoretical Computer Science, Graz, Austria, Karhumäki, Maurer and Rozenberg ed., pp 386-395, Lecture Notes in Computer Science 814, Springer Verlag.

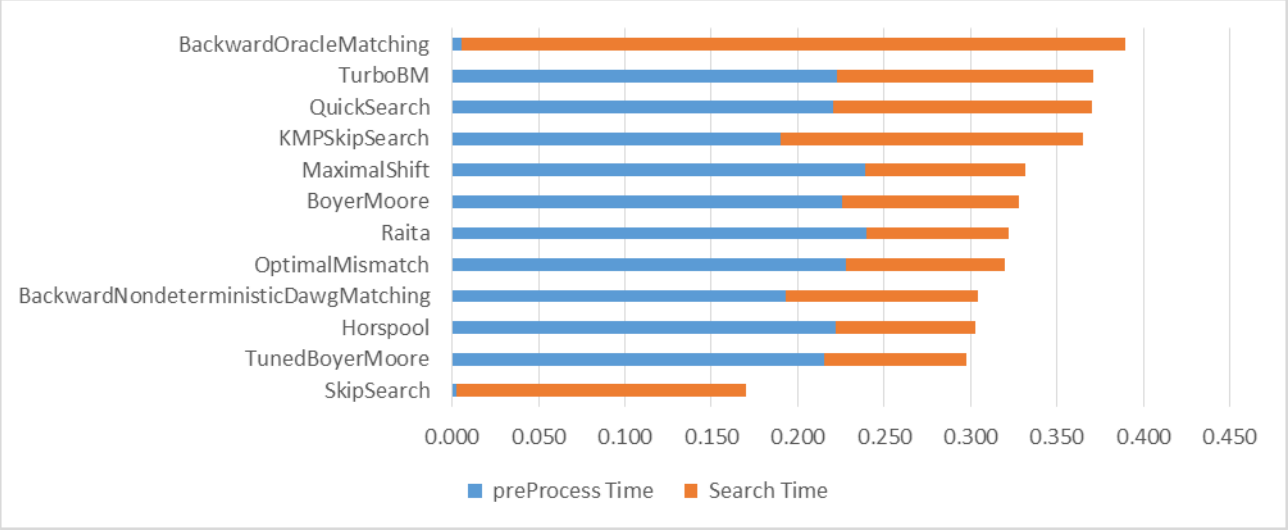


Fig. 1. *The top results of best 12 algorithms*

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

MEASUREMENT OF SOFTWARE RELIABILITY

Aleksandar Dimov
University of Sofia "St. Kliment Ohridski"
Faculty of Mathematics and Informatics
Institute of Mathematics and Informatics
Bulgarian Academy of Sciences

Krasimir Baylov
University of Sofia "St. Kliment Ohridski"
Faculty of Mathematics and Informatics

Abstract

Software reliability is important quality factor to be considered about contemporary software intensive systems. However currently there does not exist enough support in terms of formal measurement, models and practices to facilitate software reliability estimation. The paper describes a pattern of a methodology for evaluation of reliability of complex software intensive systems, which is based on existing knowledge on specification and modeling of reliability. Practical significance of this pattern is that it may be applied when it is uncertain if the system is ready to be released to the market.

Keywords: Software Reliability, Software quality factors, Measurement of software reliability.

INTRODUCTION

Quality of software intensive systems has recently become a very important context in the domain of software systems. Quality attributes of software are sometimes also called non-functional requirements (or characteristics/properties) and should be distinguished from functional requirements. Functional requirements define what the system should do, non-functional requirements put some additional constraints on how the system should perform.

Traditionally, quality of software has been given a primary importance with respect to such application domains like embedded, safety critical, real time systems and so on. However, in recent times, terms as testability, maintainability, usability and others gain bigger attention. The list of quality characteristics probably would be never complete and depends highly on the application domain.

For example the notion of maintainability is quite undecided in different domains. The ISO/IEC 25010:2011, standard [1], defines the quality attribute of maintainability as more general than modifiability, while the work described in [2] considers exactly the opposite – "Maintainability is a subset of what we call modifiability". The domain of web services is even more different. Recently there was released a standard by OASIS (Advancing open standards for the information society) for Web Services Quality Factors [3], where neither maintainability, nor modifiability was defined. The notion of interoperability was defined there, instead.

This shows that although important, software quality is still a general and quite abstract notion, which may have different meanings. Currently there doesn't exist a universally accepted measurement framework of software quality, although there exist a lot of examples for software metrics in general [4]. A common approach for formalization of software quality is needed, which will establish unified measures for different quality characteristics of software systems.

Dependability is one significant quality parameter, for large variety of safety-critical and embedded software systems and is defined as the ability of a computing system to deliver services that can justifiably be trusted [5]. It is depicted by a number of attributes – availability, safety, confidentiality, integrity, maintainability and reliability:

- Availability represents readiness of the system to deliver correct service.
- Safety is concerned about absence of catastrophic consequences on the

user(s) and the environment in case of system failure.

- Confidentiality is the absence of unauthorized disclosure of information,
- Integrity means absence of improper system state alterations;
- Maintainability is the ability of the system to undergo repairs and modifications.
- Reliability is the continuity of correct service delivering, i.e. the belief that a software system will behave as per specification over a given period of time.

This paper presents a pattern for description and measurement of dependability attributes – namely reliability. The pattern is based on existing knowledge on specification and modeling of reliability. In next section of the paper we give more information on the notion of reliability; Section 3 presents the pattern for reliability measurement; Section 4 discuss its applicability and finally section 5 concludes the paper.

RELIABILITY MODELING METHODS

Traditionally reliability is measured as a probabilistic value and may be represented by one of the following values:

- Probability of failure
- Failure rate
- Mean time to failure

As a probabilistic value, it needs large amount of statistical data in order to calculate its value. The most common way to obtain such large amounts of data is by software testing [6, 7] and other methods include simulation, users feedback and experts opinion.

Simulation takes into account that reliability does not depend only on the structure of the software but also on the runtime information such as frequency of component reuse, execution time spent interactions between the components, etc. Users' feedback is a technique to get information about software reliability parameters of a system, by gathering data, after it has been shipped to the market and during its real usage. Data about system failures is gathered by bug reports submitted by users to a bug report subsystem and bug reports may be classified according to specific levels of severity. Experts opinion takes into account that for simple enough portions of code, reliability may be verified via code review or formal verification of source code [8]. Experts opinion for evaluation of reliability is suitable when applied on simple portions of code (usually up to few hundreds lines) and results are expected to give a reliability of 100%.

Currently, there exist two very broad categories of methods for estimation of the reliability of software systems which may be generally called white-box and black-box models.

Black-box models are also often referred as reliability-growth models and there exist a large number of them [10]. They are used to reason about reliability of software systems, without taking into account their internal processes or structure. This means that they rely purely on statistical data in order to evaluate reliability of the overall system as a monolithic whole. Normally, black box models are aimed on application over failure datasets, generated by testing of the system. Nevertheless, given that simulation and users feedback methods produce the output that is required by the model, they may also be applied for reliability estimation via black box methods.

On the other side, the group of white-box models [12, 13] consists of several kinds of methods that are used to estimate the reliability of software systems, based on the knowledge of their internal structure and processes going on inside them. This knowledge may be expressed by different means, such as architecture models, test case models, etc. Usually architecture-based software reliability estimation takes the following main steps [12]:

(1) Identification of computational modules (components) within software architecture;
(2) Description of the actual architectural model – this includes how components are interconnected and interact with each other;
(3) Definition of components failure behavior – at this step the reliability

parameters of components and their measures are identified;

(4) Combination of the failure behaviour with the architectural model.

Application of white box models has a lot of advantages, among them are:

- Ability to reuse information about reliability parameters of both the system and the components that constitute it;
- Ability to find these modules that influence systems reliability the most, i.e. – possibility to isolate and remove reliability "bottlenecks" within the system and.

However, one of the most remarkable assumptions of most white-box models is that they suppose reliabilities of individual system constituent parts are known in advance. Even in case of very fine grained architecture and decomposition of the system to small enough components, their reliabilities should be estimated in some way, for example via black box-models.

RELIABILITY ESTIMATION PATTERN

Here we describe the pattern for calculation of reliability of complex software intensive systems, with respect to the information given in the previous section.

Context

A software system is being developed and a decision is needed when it is appropriate to release it to the market.

Problem

As mentioned in the previous section there exist four methods for collection of data for calculation of software reliability (testing simulation, users feedback and experts opinion). Although testing is the most common of these methods, it is not always the most appropriate. For example, in the embedded systems domain, some systems may have ultra-high requirements towards reliability, for instance levels of $1\text{-}10^{-12}$ and more. It has been shown [9] that for achieving such requirements purely by statistical processing of testing data it is needed to test with non-correlated input (e.g. non-correlated test-cases) for hundreds or even thousands of years. This of course is infeasible and represents a major obstacle towards application of reliability into everyday development practice that should be solved.

It is widely known that the cost of testing in software life-cycle may be even higher than development or design in particular. In many cases this is because it is really never known when enough testing has been done. It could be useful to have some formal means when to stop the testing phase and declare readiness to release the software to the market. Thus main practical significance of the notion of reliability is that it could be applied in order to determine the moment when the system is ready for the market.

However, as discussed above, testing is not always applicable in many application domains and sometimes additional methods to gather reliability measurement data should be applied. Next section describes the formal procedure that should be followed to calculate software systems reliability.

Solution

Software reliability of the system should be continuously calculated and when it reaches a required threshold, the system is considered ready to be shipped.

The following activities should be performed (fig. 1) :

S1: Define system architecture – this is a complex activity. If there is a good documentation of the system and enough design has been performed prior to its implementation, then the architecture already exist. In such case the modules of the system are identified. At this step a white box model for software reliability estimation should be also selected. For a complete list of white box models, refer to [13].

(1) C1: For each component in the architecture determine if it is possible to be tested into a real environment. For many application domains testing into a real world environment is not possible, for example for security or safety reasons.

(2) C2: For each component which is not possible to be tested determine if there exist a simulation environment for it.

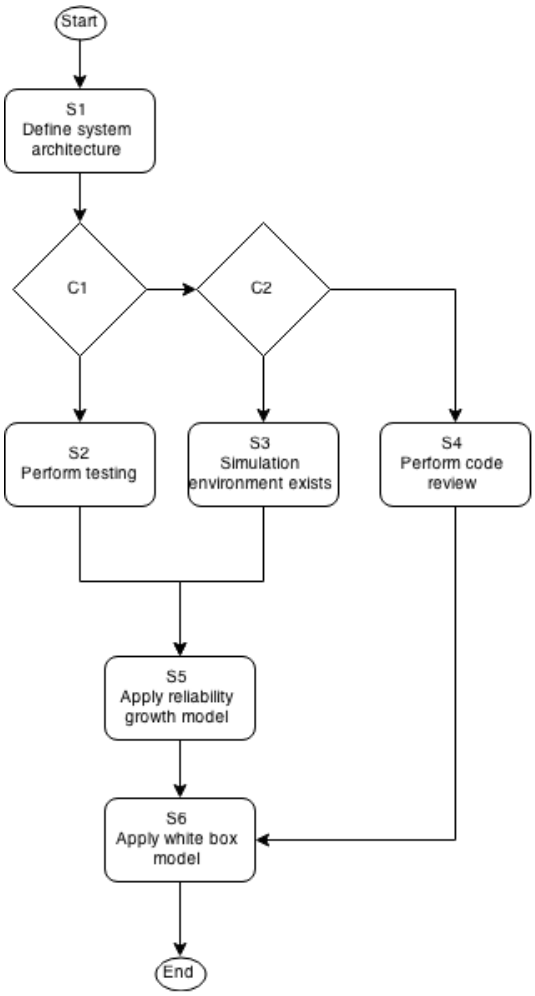


Fig. 1. *Activities for calculation of reliability for complex software intensive systems*

(3) S2, S3 and S4 are the steps where the reliability evaluation data is collected. Currently we do not know available formal models for reliability estimation via experts' opinion. In that case, possible results from S4 are either reliability is 0 or 1. Zero means the component is absolutely unreliable, i.e. it should be significantly refactored and 1 means that the component is 100% reliable. Indeed, in general case, it is possible to estimate this via code reviews for a relatively simple pieces of code (in the range of several hundred lines of code). In S2 there could be set a stop criteria for testing, depending on the target system.

(4) S5: Based on simulation and testing data, reliability growth (black-box, see section 2) model should be applied. For instance an appropriate procedure for selection of reliability growth model is described in [11] and it could be used at this step of the pattern.

(5) S6: The last step is to apply a white box model in order to evaluate the overall reliability of the system.

DISCUSSION

The pattern described in previous section should be applicable in all domains of software engineering to support the verification and validation phase. This way, it is applicable for wide variety of software systems. However, there exist some difficulties and this section makes a brief discussion of them.

Formal introduction of the notion of reliability in development of software intensive systems is mainly hampered by the fact that most reliability estimation models have theoretical impact. This section shows in more detail some of the reasons about that.

Usually, black box models make a number of simplifying assumptions, in order to calculate reliability. Such assumptions include:

(1) Bug-fixing code is always correct - when removing the fault that led to the failure, no new faults are introduced into the code. This is known to be never applicable in practice, as most of the failures are result of complex interaction between many parts of the system. Nevertheless how good the architecture is, developers rarely may predict what will happen when they make changes into the code, in order to fix the failure. The typical, current solution is to introduce additional testing procedures and architectural decisions, to verify that the new code will execute with no failures.

(2) Aging – generally speaking, software code does not wear out and most reliability models assume so. However some abstract notions of software aging should be taken into account. For instance, the execution environment may change while the system is running – new software may be installed or also shut down, memory leaks may occur, or malicious attacks may take place. Other examples include systems that are going to be used for a long time and their core business logic may appear to be written using an outdated programming language and/or technology.

(3) Next issue is that black-box reliability models assume that failures in the software system occur following a

particular a probability distribution. Thus probability of failure may be calculated with well-known mathematical formulas [10]. This way a single model is seldom appropriate for a large range of systems, because each system has its own failure behavior, which may differ from the distribution assumed by the model. In such a case, the model will give biased estimation about reliability. An approach to deal with this problem and select a reliability growth model is shown in [11].

(4) Software system under-estimation – as mentioned earlier in the paper, software reliability is defined as a continuity of a correct service and may be measured in percentage or time between failures. The output of reliability models is either estimation of mean time between failures or probability that the system will behave as per specification over some desirable time interval. However, none of the models take into account that an absolutely correct mathematical estimation of reliability is not really practically needed. Rather, it would be enough that the system is not over-estimated, i.e. it will not crash earlier than predicted.

CONCLUSION

The paper describes a pattern of a methodology for evaluation of reliability of complex software intensive systems. Practical significance of this pattern is that it may be applied when it is uncertain if the system is ready to be released to the market.

Directions for future research include:

- Generalization of the pattern for larger number of quality characteristics.
- Improvement of the pattern in order to cope with problems inherent for software reliability estimation models
- Development of formal model for reliability estimation based on experts' opinion.

ACKNOWLEDGEMENT

Research, presented in this paper was partially supported by the DFNI I02-2/2014 (ДФНИ И02-2/2014) project, funded by the National Science Fund, Ministry of Education and Science in Bulgaria.

REFERENCE

[1] ISO standard on System and software quality models, Cabral, available at https://www.iso.org/obp/ui/#iso:std:iso-iec:25010:ed-1:v1:en

[2] Bachmann, F., L. Bass and R. Nord. Modifiability Tactics. Technical Report CMU/SEI-2007-TR-002, September 2007.

[3] OASIS Web Services Quality Factors Version 1.0, available at http://docs.oasis-open.org/wsqm/WS-Quality-Factors/v1.0/cos01/WS-Quality-Factors-v1.0-cos01.html

[4] Fenton N. Software Metrics — A Rigorous Approach. Chapman & Hall, London, 1991.

[5] Avižienis, A., Laprie, J-C., Randell, B., Basic concepts and Taxonomy of dependable and secure computing, IEEE Trans on Dependable and Secure computing, Vol. 1, Issue 1, Jan - March 2004.

[6] Dimov, A., S. Chandran and S. Punnekkat (2010). How do we collect data for software reliability estimation?. In proc. of of the 11th international conference on Computer systems and technologies (CompSysTech 2010), 155-160, ACM ICPS, vol. 471, Sofia, Bulgaria.

[7] Myers G., et all, The art of software testing, John Wiley & Sons, New York, 2004

[8] Arun Babu, P., C. Senthil Kumar, and N. Murali. "A hybrid approach to quantify software reliability in nuclear safety systems." Annals of Nuclear Energy 50 (2012): 133-140.

[9] Butler, R., and Finelly, G., (1993), The infeasibility of quantifying the reliability of life-critical real-time software. IEEE Transactions on Software Engineering. 1(19), 3-12.

[10] Farr, W., (1996). Software reliability modeling survey. In: M.R. Lyu (Ed.), Handbook of Software Reliability Engineering, 71–117, McGraw-Hill, New York.

[11] Stringfellow, C., Andres, A. Amschler, An empirical method for selecting software reliability growth models, Empirical Sotware Engineering, Vol.7, Issue 4, pp.319-343, 2002.

[12] Goseva-Popstojanova, K., Hamill, M., and Xuan Wang, (2006). Adequacy, Accuracy, Scalability, and Uncertainty of Architecture-based Software Reliability: Lessons Learned from Large Empirical Case Studies, In Proceedings of the 17th International Symposium on Software Reliability Engineering, 197-203.

[13] Chandran, S., A. Dimov and S. Punnekkat. (2010). Modeling Uncertainties in the Estimation of Software Reliability – a Pragmatic Approach. Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Secure Software Integration and Reliability Improvement (SSIRI). Singapore. June 9-11, 2010. 227-236.

НАПРАВЛЕНИЕ 6

АВТОМАТИКА

SESSION 6

AUTOMATION

ГЕО-РЕФЕРИРАНИ СЕНЗОРИ И СЕНЗОРНИ МРЕЖИ

GEO-REFERENCED SENSORS AND SENSOR NETWORKS

Kamen Boyadzhiev
Technical University of Gabrovo, Department of Automation, Information and Control Systems (AICS)

Stefan Ivanov
Technical University of Gabrovo, Department of Automation, Information and Control Systems (AICS)

Abstract

Geo-referenced sensors and sensor networks allow us to gather environmental data along with the geographic position of the sensors in real time using GPS modules together with the sensors. Collected data is sent to a GIS (Geographic Information System) where it is processed, analyzed and stored. This makes it convenient for decision making.

Conception for a geo-referenced multi-sensor system for air quality control is offered in this paper. It is designed to register air pollutants like gases and particulate matter and using GIS software to analyze these data, alert in case of pollution, determine the source of pollution and predict the spreading direction and create reports for the air quality over a period of time.

Keywords: Geo-referenced sensors, GIS, air quality

ВЪВЕДЕНИЕ

Гео-реферирaн е този сензор, чието географско местоположение е известно. GPS технологиите позволяват в реално време получаването на това място-положение, т.е. всеки сензор има добавен към него GPS модул. Използвайки един или няколко сензора с общо местоложение ни дава данни за точка или обект от земната повърхност. Когато се изгради мрежа от гео-реферирани сензори, която покрива определена територия, тогава може да получаваме данни за този участък или поле, които впоследствие да бъдат обработени от географска информационна система. Потребителят на такава система може да визуализира наблюдавания участък или обект, да получава информация за състоянието му и да взема решения в реално време.

Характеристики на географските информационни системи (ГИС)

Различни източници, дават различни определения.

Техническа дефиниция – компютърни системи за въвеждане, съхраняване, обработване, анализиране и визуализиране на пространствена информация.

Стратегическа дефиниция – философия, технология за организирането и интегрирането на пространствена информация, която съдейства за вземането на решения, базирани на георефериранa информация [1].

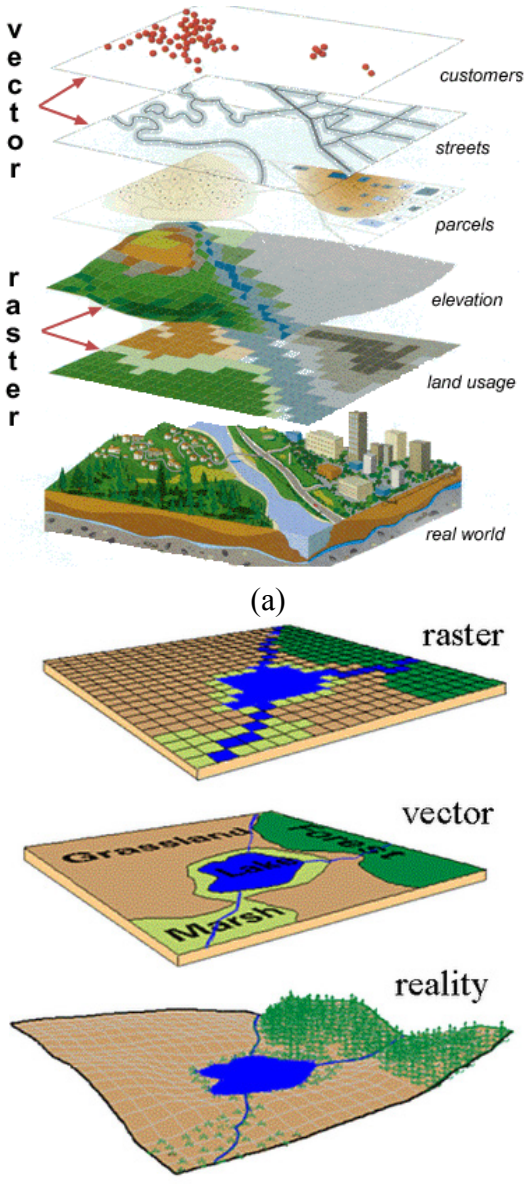
ГИС ни позволява да визуализираме, правим запитвания, анализираме и тълкуваме данни с цел да разберем взаимоотношения, модели и тенденции [2].

В най-тесен смисъл, ГИС е компютърно базирана система, способна да събира, съхранява, обработва и визуализира географски реферирана информация (това са данни, идентифицирани с тяхното местоположение) [3].

Местоположението на всеки обект, намиращ се на земната повърхност, може да се определи с неговите географки координати - географска ширина и дължина. Тези обекти се съхраняват в географска база

от данни с пространствените си координати. Географската база от данни съдържа и различни тематични слоеве, снимки и файлове с данни.

Данните за обекта могат да се съхранят като вектор или като растер. Векторите се състоят от точки, линии или полигони [4] - фиг. 1.



Фиг. 1 - Представяне на пространствени данни в тип вектор и растер

Както се вижда от фиг. 1 във векторен слой с точки може да се направи разпределение на потребителите на дадена организация с цел отваряне на допълнителен офис на място, което ще бъде достъпно до по-голям брой клиети. Името и дължината на улица могат да се зададат като линия във векторен тип. Или цели участъци да се зададат като полигон във векторен слой. Растерите представляват матрица от клетки (пиксели), организирана в мрежа. Например отделна стойност на клетка може да означава използване на дадена територия, температура или височина. Растерите могат да бъдат въздушна топография, сателитна снимка или сканирана карта.

Една от най-разпространените ГИС-програми е ArcGIS, произведена от компанията ESRI. Други подобни ГИС-програми са Map Business Online, CARTO, QGIS, Global Mapper, Maptitude, AutoCAD Map 3D, GE Smallworld и др. [5]. Също така в интернет може да се намерят ГИС-програми с отворен код като Quantum GIS, GRASS, Blender, SAGA и други [6].

Когато се изготвя проект в ГИС-програма, се прави даден модел, на базата, на който се събират данни. Тези данни в последствие се анализират и се представят във формата на карта, 3D модел, симулация или анимация според нуждите на потребителя. На базата на така изготвения резултат от анализа на данни могат да се правят оценки и да се вземат решения, касаещи конкретния проблем, наложил използването на ГИС.

ГИС се използват основно от правителствата на държавите, в индустрията, в сферата на образованието и други за решаване на редица проблеми:

- земеделие и селско стопанство
  - прецизно отглеждане на култури;
  - контрол на заболяванията на културите;
  - нужда от напояване;
  - годишен добив и др.
- архитектура
  - планиране линия на пейзажа;
  - излагане за слънце и шум;
  - симулиране поток от хора и др.
- авиация
  - трафик на самолети в реално време;
  - означаване на забранени за дронове зони;
  - симулиране на въздушни коридори и др.

- здравеопазване
  - разпределение на случаите на заболявания от дадени болести;
  - отдалеченост от здравни заведения;
  - календар на различни здравни програми и др.

- хидрология
  - карта на речните басейни;
  - симулиране влиянието на различни фактори върху разпределението на водната маса;
  - оценка на риска в случай на пресъхване на поток, река и др.

- урбанизация;

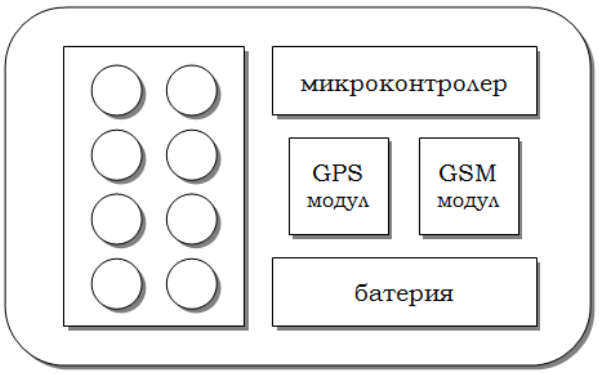
- демография;

- много други [7].

Концепция за георефериранa мултисензорна система за контрол на качеството на въздуха

Замърсяването на въздуха в България превишава стойностите, предписани от Европейския съюз и СЗО за защита на здравето [8]. Въз основа на тези данни се предлага концепция за георефериранa мултисензорна система за контрол на качеството на въздуха. Предлаганата георефериранa мултисензорна система се състои от модули, чиято задача е да регистрират наличието или отсъствието на различен вид газ в заобикалящата го въздушна среда, като резултатите се записват в база данни. Това, което е характерно за системата е, че освен самото регистриране и записване на измерените данни, в базата данни се вписват и географските координати на мястото, където е разположен самият модул, т.е. не говорим просто за създаване на база данни, а за създаване на база данни с включена информация за географските координати, която позволява лесно данните да се използват в една ГИС.

На фиг. 2 е предложена блокова схема на модул за отчитане на газове в атмосферата.



Фиг. 2 - *Блокова схема на модул за отчитане на газове в атмосферата*

Модулът е снабден с различни газови сензори и сензор за прахови частици, което му позволява да регистрира наличието или отсъствието на замърсители във въздуха в момента на измерване. За целта се използват газови сензори на фирмата Figaro. Микроконтролерът обработва постъпилите от сензорите данни. Текущото местоположението на модула се определя от блока GPS. GSM блокът позволява изпращане на събраните данни на големи разстояния по изградената от мобилните оператори мрежа. Освен това може да се използва за известяване със съобщения при настъпване на различни събития. Захранването на модула е от батерия. За съхраняване на батерията модулът се включва само през определен интервал от време, през който се прави измерването, данните се обработват от контролера, изпращат се и модулът преминава в режим на пестене на батерията.

Разполагането на няколко модула на определена площ дава възможност да се следи за наличие на замърсители във въздуха в реално време.

По данни на СЗО за 2012 година има няколко милиона случая на преж-девременна смърт, като голяма част от тях са били на териториите на югоизточна Азия [9]. За 2010 година в България вредното въздействие на финитe прахови частици (ФПЧ2,5) и озона е довело до преждевременната смърт на 11 787 души[9]. Предлаганата концепция на георефериран сензор за следене на качеството на въздуха, при реализирането й, би имала голям положителен ефект върху качеството на живот на гражданите и откриване на опасни съединения в

реално време и точно локализиране на тяхната концентрация.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработването на концепция за георе-ферирана мултисензорна система за кон-трол на качеството на въздуха позволява следене за наличието на замърсители във въздуха в реално време, анализиране на съ-браната информация, известяване за нали-чието на замърсяване, локализиране източ-ник на замърсяване или посоката на разпро-странение на замърсяването и последващо отстраняване, и не на последно място дава възможност за оценка на качеството на въз-духа.

REFERENCE

[1] Ivan Kunchev, GIS in park planning and maintenance –, UACG.bg
[2] http://www.esri.com/what-is-gis
[3] https://webgis.wr.usgs.gov/globalgis/tutorials/what_is_gis.htm
[4] http://www.irenees.net/bdf_fiche-notions-214_fr.html ; Fiche de notion - Pascal RIPPLINGER, Grenoble, 2013
[5] https://www.g2crowd.com/categories/gis
[6] http://grindgis.com/blog/open-source-gis-software-3d-map
[7] http://grindgis.com/blog/gis-applications-uses
[9] HEAL Briefing Air Bulgaria - December 2014
[9] WHO Expert Consultation: Available evidence for the future update of the WHO Global Air Quality Guidelines (AQGs), Meeting report Bonn, Germany 29 September-1 October 2015

SMART CARTESIAN ROBOTIC ARM

Assoc. Prof. Hilmi KUSCU
Trakya University, Mechanical Engineering Department, Edirne/ Turkey

Kaan Ertugrul
Trakya University, Mechanical Engineering Department, Edirne/ Turkey

Abstract

Nowadays, robotic arms became an essential part of industry. They are so useful for too many fields and helping human life. In this study, a smart robotic arm which is cartesian type is examined with its missions and logical working. It has motions based on cartesian coordinates (three axis) which are provided by step motors, magnet gripper and programmed with Arduino microcontroller. The robotic arm scans a certain area and find locations of five parts which has variable lengths and finally makes descending or ascending sort based on their lengths.

Keywords: Robotic, arm, smart, cartesian, Arduino

INTRODUCTION

Day by day, importance of robotic industry is increasing fast also too many robotic applications are being made throughout the world. Robotic applications consist of mechanical and electrical design and program which constitutes working logic. Robotic arm field is one of most common robotic application. Today, robotic arms are being used for welding, painting, assembling, carriage, sorting, etc. In this study, a smart robotic arm which is cartesian type is examined with its missions and logical working.

EXPOSITION

The cartesian robotic arm which is designed and run in this study has three axis linear motion that three step motors caused with TB6560 drivers. TB6560 drivers makes system work with low heat and get needed steps. Robotic arm has a screen that shows situation of robotic arm like "scanning, resetting, a part has been found" also parts lengths in millimeter when it found a part. At the bottom of the screen, there is a button which causes to start robotic arm working. First, robotic arm starts scanning to find locations of parts that placed randomly on robotic arm plane. While scanning, if robotic arm finds a part it stops and measures length of part and store locations (two coordinates) and length of the part and continues scanning. When scanning is done, robotic arm asks to user for descending sort or ascending sort. According to answer, robotic arm arrays all parts on its mind based on bubble sort algorithm.

```
void ascendingsort(){
for(int g=0; g<4; g++){
if(L[0]>L[1]){
  int value=L[0];
  L[0]=L[1];
  L[1]=value;
}
else{
}
if(L[1]>L[2]){
  int value=L[1];
  L[1]=L[2];
  L[2]=value;
}
else{
}
if(L[2]>L[3]){
  int value=L[2];
  L[2]=L[3];
```

```
  L[3]=value;
}
else{
}
}
}
```

All information such as length and coordinates are stored in arrays. After ascending sort, the longest part becomes a first element of length array. Thus, robotic arm remembers coordinates of first element of length array. Analog displacement sensor has been used for measuring part lengths and to grip parts electromagnet has been used in this study. Inductive sensors are used for every single axis to make robotic arm comes to origin (resetting).

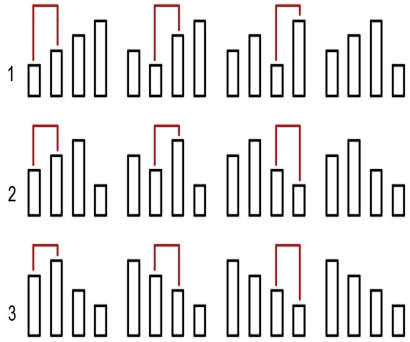


Fig. 1. *Descending sort*

Cartesian robotic arm has three stepper motors for three axes. However, dc motors may be used to achieve this linear motion, stepper motors are more useful than dc motors because of motion accuracy and motion accuracy is one of most important parameter in cartesian robotic arm applications. The robotic arm which is made in this project is examined with three titles: mechanic, hardware and software.

Mechanic

Cartesian robotic arms have a linear motion for each axis. There are variable mechanisms as ball screw and timing belt to supply this linear motion. Also, these mechanisms need to be formed a bearing. There are variable mechanisms as linear guideway & blocks and linear bearings to form a bearing linear motion supplier. In this project, the ball screw mechanism is used to make linear motion for each axis and the guideway & blocks system is used to form a bearing for each axis.

Fig. 2. *Guideway & Blocks*

Fig. 3. *Ball Screw*

In mechanic, one of most important step is forming a bearing shafts. It must be well to make motors work easily and safely and make shafts turn without vibrations. Couplings are so useful to form a bearing shafts. It is not very safe to assemble motor shaft and ball screw with coupling directly because ball screw has no smooth surface. Best way to assemble them is using cylindrical part. Respectively, assembling motor shaft to coupling, coupling to cylindrical part, cylindrical part to ball screw gives us perfect results. To assemble cylindrical part to ball screw, welding is the best choice.

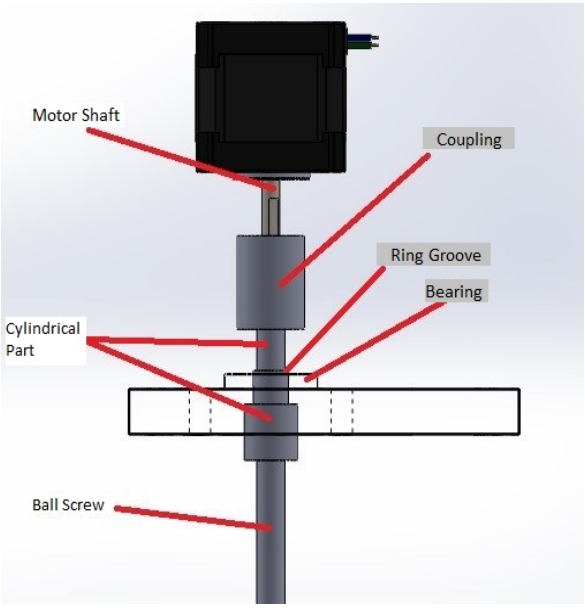


Fig.4. *Form a bearing to shaft.*

Hardware

Hardware components of robotic arm which is examined in this project are given below.

- Stepper Motors
- Stepper Motor Drivers
- Inductive sensors
- Sharp distance sensors
- Electromagnet
- LCD Screen

As mentioned, stepper motors are the best choice for motion accuracy. They change their angular position by steps. The steps can be controlled by sending signals to pairs of motor. Step angle is the quantity that equals to rotary motion of every single signal. Speed of stepper motor can be controlled by changing frequency of signals. Also, rotation direction can be controlled by changing order of signals however Arduino has a stepper library to do all of them easily. Stepper motors can be drove by 1, ½, ¼, 1/8 and 1/16 steps based on using driver. There are two kind of stepper motors as bipolar and unipolar. Bipolar stepper motors have four cables, unipolar stepper motors have six cables however bipolar stepper motors are more common than unipolar stepper motors in robotic applications. In this study, NEMA 17 HS44017 stepper motors are used. Stepper motors cannot be connected to microprocessor directly. Stepper motor driver is needed. There are some important parameters to consider for selection of stepper motor driver. The driver that will be selected, must supply needed current to stepper motors. For an example; if the stepper motor works with 2A, the driver must be able to supply current that equals to 2A or greater than 2A. In this study, TB6560 stepper motor driver is used.

Fig. 5. *TB6560 Stepper Motor Driver*

In this study, LCD screen that has 2 rows and 16 columns is used. Most important thing when using LCD screen, is identifying LCD screen to Arduino. Pin order must be like that "RS, ENABLE, D4, D5, D6, D7. Also, LiquidCrystal library is used for programming LCD screen.

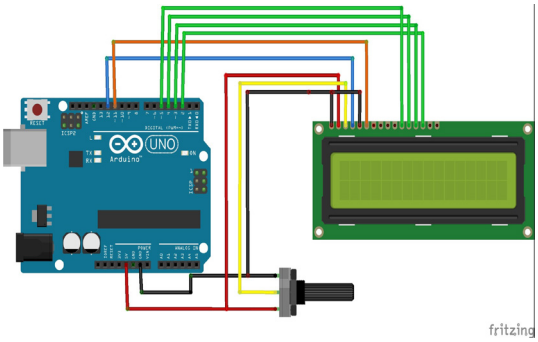


Fig. 6. *LCD Screen Connection*

Inductive sensors sense metal parts in certain range and create a signal. In this study, three inductive sensors are used for three axes to take robotic arm to origin (0,0) and their range distance is 8mm.

Fig. 7. *Inductive Sensor*

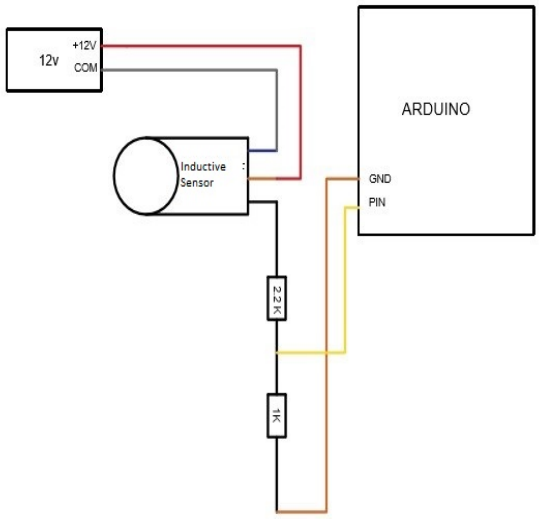


Fig. 8. *Inductive Sensor Connection*

In this study, Sharp distance sensor is used for measure length of parts. The sensor is analog sensor and some formulas are needed to convert the value that gotten to mm or cm. To get more stable values capacitor may be needed.
Electromagnet is used for gripping the parts in this study. The electromagnet that we used in our project can handle 5kg. There is a situation. Electromagnet's needed power supply is 12V so 5V signals from Arduino is not enough to make it work. Then, we use relay for electromagnet. Arduino signal goes to relay then relay allows 12V to go electromagnet.

Software

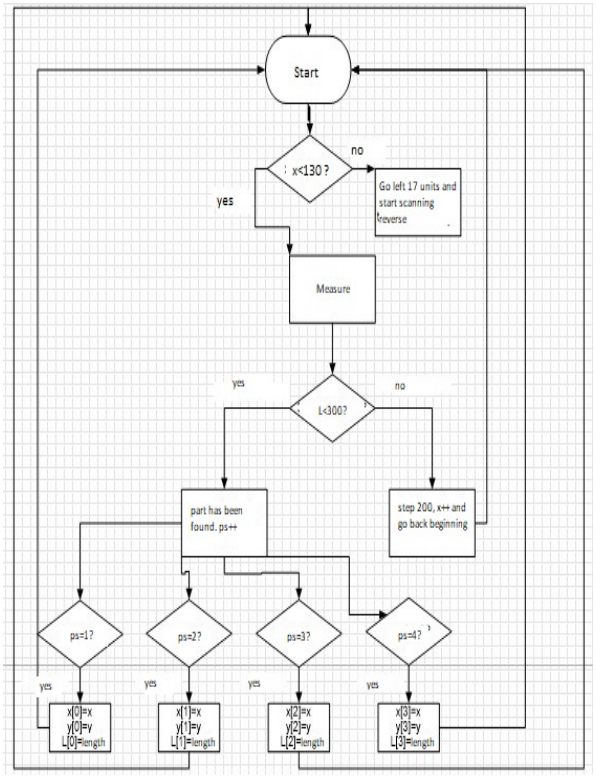


Fig. 9. *Flow Diagram*

Scanning, finding part, storing lengths and locations of parts algorithm is examined. As mentioned, the robotic arm which is made for this project, finds four parts that have variable lengths by scanning certain plane then stores their locations and lengths. After bubble sort algorithm working, the robotic arm starts to make ascending sort or descending sort. First process is scanning process. A coordinates system is developed to store location. After robotic arm comes to origin; x, y and z variables that identified are set to zero then every 200 steps of stepper motor are identified as one-unit motion. One circle ball screw creates 8mm of motion and one circle means 800 steps of stepper motor. So, after calculation, one-unit motion that we identified means 2mm linear motion. After robotic arm came to origin, z axis comes to measuring position and scanning starts.

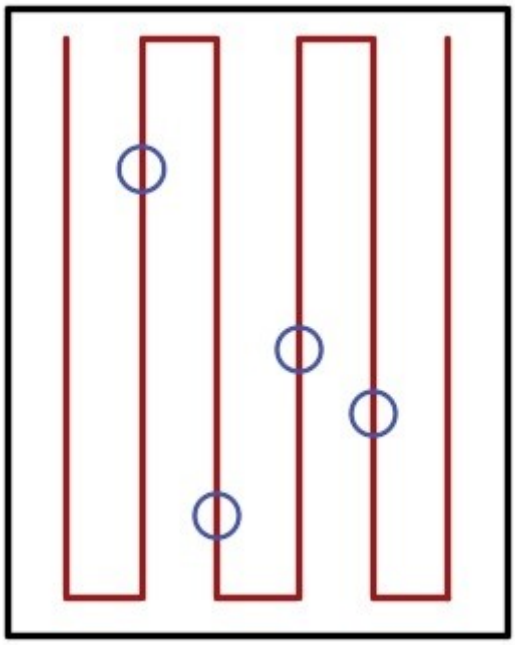


Fig. 10. *Scanning Path*

How can robotic arm understand that it finds part? To do it, we developed finding algorithm. When robotic arm measure to ground, we get 300mm of value. If robotic arm measure less than 300mm, it means there is a part and store the length and coordinates at this moment. Robotic arm applies this algorithm in every one-unit.

Counting units of motion algorithm starts from beginning (origin). When robotic arm is at the origin sets zero all axes and after every unit motion coordinates values increases one.
We store all the information as lengths and coordinates in arrays. After scanning process, bubble sort algorithm works and creates the order of parts which are going to be aligned. After bubble sort worked, first element of array becomes longest or tallest based on ascending sort or descending sort. Robotic arm uses the algorithm given below to go there.

```
if(x<X[2]){
        for(x; x<X[2]; x++){
                motorx.step(200);
                }
else{
        for(x; x>X[2]; x--){
                motorx.step(-200);
                }
```

CONCLUSION

The robotic arm which is made in this project, has been run successfully. All robotic arm parts have been made from aluminum. However, it causes robotic arm to be strong and rigid, at the same time it causes robotic arm to be too heavy so we cannot get high speeds. It caused vibrations when robotic arm stops and starts to move. All parts might be made with 3d printer or plastics. Also, ball screw systems create strong mechanisms but low speed. When we think about three axes, we need power for only z axis because of gravity. Timing belt might be used for x and y axes. Analog Sharp distance sensor could not give stable results however we connected capacitor. It is better to use digital distance sensors which give more stable values. Three stepper motor drivers have been used for three stepper motors. A card that can drive all stepper motors might be used but it might be expensive. Inductive sensors have been used for only take robotic arm to origin and set zero all coordinates. They might be used for security either by using Interrupt function.

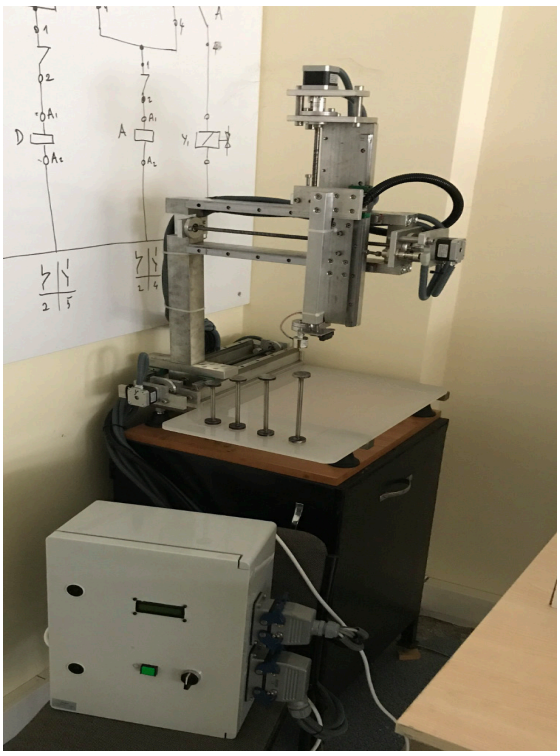


Fig. 11. *Robotic Arm*

REFERENCE

[1] Arduino- Using Sharp IR Sensor For Distance Calculation, http://luckylarry.co.uk/arduino-projects/arduino-using-a-sharp-ir-sensor-for-distance-calculation/

[2] Netflix, The Secret Rules of Modern Living: Algorithms Movie, Marcus du Sautoy

[3] ARDUINO UNO + TB6560 Stepper Motor Driver, http://www.instructables.com/id/ARDUINO-UNO-TB6560-Stepper-motor-driver/

[4] Linux Robotics: Programming Smarter Robots, D. Jay Newman

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕХОДЕН ПРОЦЕС В ЕЛЕКТРИЧЕСКА ВЕРИГА В ПРОГРАМНА СРЕДА МАТЛАБ

RESEARCH OF THE TRANSITIONAL PROCESS IN A ELECTRICAL CIRCUITS VIA MATLAB ENVIRONMENT

Velislava Raydovska
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Velichko Manev
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Anton Haritev
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Angel Chekichev
UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI
FACULTY OF PHYSICS AND TECHNOLOGY

Abstract
The paper provides an example for easiness of mathematics at solving and research transitional processes in a complex electrical circuits through the software Matlab. The use of the Matlab programme software which is presented in the paper will be used in the educational process in the Electrical Engineering course, included in the curriculum of the specialty "Electricity technology" or "Computer and Communication Systems" for the Bachelor educational degree.

Keywords: transitional process; electrical circuit; MatLab.

ВЪВЕДЕНИЕ

Изучаването на преходните процеси позволява да се предвидят появата на пренапрежения в участъци от веригата, които да са опасни за изолацията. При преминаването от един установен режим към друг е възможно амплитудите на токове многократно да превишат амплитудата на тока в установен режим. Решаването на преходен процес дава възможност да се установи как се деформират сигналите по форма и амплитуда при преминаването им през усилватели, филтри или други устройства. Затова изучаването на преходните процеси е важна част от обучението на студентите от областта на електротехниката, електрониката и комуникациите.

Решаването на преходен процес в сложна електрическа верига изисква познания както в областта на електротехниката, така и на математиката. Познавайки добре методиката за класически или операторен метод за решение, прилагайки основните закони от теоретичната електротехника, студентът получава квадратни уравнения, системи от уравнения с реални или комплексни числа. Възможност за опростяване на математическите пресмятания е използването на програмния продукт MathCad [1].

Методът с променливите на състоянието е модификация на класическия метод. Уравненията с променливите на състоянието лесно се записват в матрична форма и могат да се обработят в програмната среда MatLab. Известно е, че MatLab е диалогова програмна система, която разполага с множество вградени функции за решаване на задачи от областта на матричната алгебра, комплексната аритметика, линейните системи уравнения, диференциалното и интегрално смятане и др.

Използването на симулации на различните процеси в обучението помагат на студентите да придобиват знания и умения по активен начин. Те се използват за по-добро разбиране на същността на процесите в електрическите схеми или устройства, създаването на възможности за експерименти-

раане с различни сценарии за подпомагане на процеса на обучение при сложни обекти.

Предимство на програмната среда MatLab е приложението Simulink. Това е графична среда за моделиране, симулиране и анализ на динамични системи. Неговият първичен интерфейс е графичен инструмент за блокова диаграма и адаптивен набор от библиотеки. Приложението Simulink дава възможност да се моделира електрическата верига и да се изследва преходния процес в нея като моделираният обект може да се изследва при различни режими на работа.

Известно е, че преходните процеси са бързо протичащи процеси – продължителността им е десетки, стотици или дори милиардни части от секундата. Възможността да се проектират различни по сложност схеми в програмната среда MatLab и след това да се проверява дали те работят според очакванията, позволява симулациите да се използват вместо реалната практика, когато се изучават опасни явления, като възникването на пренапрежения при работата на високоволтови и високомощни електрически схеми или при трудно достижими обекти.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Програма за решаване на преходен процес в произволна схема

Преходните процеси се решават като се използват класическия или операторния метод. Те са широко известни [2,3], не са цел на настоящия доклад и няма да бъдат разглеждани подробно. За да се намерят корените на характеристичното уравнение може да се използва командата *roots(p)*, където *p* е полиномът на характеристичното уравнение. При съставянето на характеристичното уравнение може да се използват уравненията, написани по законите на Кирхоф за следкомутационната схема. Необходимо е да се напомни, че символът $\frac{d...}{dt}$ се заменя, например, с λ, а $\int...dt$ – с λ^{-1}. Когато се търсят интеграционните константи и е необходимо да се реши система уравнения може да се използва следния сорс код програмна среда MatLab:

>>A=input('коефициентите пред неизвестните: A='); % да се използват квадратни скоби при въвеждане на коефициентите пред неизвестните, матрицата се вкарва като се изписват първо коефициентите в първото уравнение, после във второ, отделени с „;”

B=input('свободните членове: B='); % да се използват квадратни скоби при въвеждането на вектор-стълб, стойностите да се отделят с „;”

X=A\B.

Методът на променливите на състоянието е модификация на класическия метод. При него се избират индуктивните токове и капацитивните напрежения за променливи на състоянието. Всички останали величини се изразяват чрез тях. С помощта на законите на Кирхоф се съставя нехомогенна система уравнения (1), която описва преходния процес във веригата. Уравненията се записват в нормална форма на Коши, като се решат спрямо първите производни на променливите на състоянието [2,3]. Броят на уравненията в (1) е *s*, където *s* е броят на реактивните елементи. Други означения в (1) са: p_L – брой на индуктивни клонове, p_{LC} и p_C – съответно брой на резонансните и на капацивните клонове. Общият брой на реактивните клонове е отбелязан с p_r, а на клоновете във веригата p. Функциите f_1, f_2, ..., f_s са линейни еднородни форми на аргументите си.

$$\begin{vmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} = f_1(i_{L_1}, i_{L2},...,u_{C_{(p_L+1)}},...,u_{Cp_L}, e_1,...,e_p) \\ \frac{di_{L2}}{dt} = f_2(i_{L_1}, i_{L2},...,u_{C_{(p_L+1)}},...,u_{Cp_L}, e_1,...,e_p) \\ ... \\ \frac{di_{L(p_L+p_{LC})}}{dt} = f_{(p_L+p_{LC})}(i_{L_1}, i_{L2},...,u_{C_{(p_L+1)}},...,u_{Cp_L}, e_1,...,e_p) \\ \frac{du_{C(p_L+1)}}{dt} = f_{(p_L+p_{LC}+1)}(i_{L_1}, i_{L2},...,u_{C_{(p_L+1)}},...,u_{Cp_L}, e_1,...,e_p) \\ ... \\ \frac{du_{Cpr}}{dt} = f_s(i_{L_1}, i_{L2},...,u_{C_{(p_L+1)}},...,u_{Cp_L}, e_1,...,e_p) \end{vmatrix} \quad (1)$$

Удобно е променливите на състоянието да се означават с един и същ символ, независимо дали са ток или напрежение. Полага се [3] $x_i = i_{L_i}$ за $i = 1,2,..., p_L + p_{LC}$ и $x_i = u_{C(i-p_{LC})}$ за $i = p_L + p_{LC} + 1,...,s$.

Системата (1) добива вида:

$$\begin{vmatrix} \frac{dx_1}{dt} = f_1(x_1, x_2, ..., x_s, e_1, ..., e_p) \\ \frac{dx_2}{dt} = f_2(x_1, x_2, ..., x_s, e_1, ..., e_p) \\ ... \\ \frac{dx_s}{dt} = f_s(x_1, x_2, ..., x_s, e_1, ..., e_p) \end{vmatrix} \quad (2)$$

Началните стойности на променливите на състоянието са независимите начални условия.

Системата (2) може да бъде представена в матрична форма:

$$\dot{X} = A.X + B.u \quad (3)$$

В (3) с X е отбелязана матрицата на променливите на състоянието, тя е вектор-стълб. A е матрицата на параметрите на веригата. Тя е квадратна и е от ред s. B е матрица на параметрите на въздействията. $\dot{X}$ е производната на матрицата X по отношение на времето. Математическото решение е свързано първо с определяне на преходната матрица e^{At}. Нека A е матрица с размерност nxn и I е единична матрица със същата размерност [4]. По определение собствените стойности λ_i на матрицата A, където $i=1,2,...,n$, са корените на полинома (4) от n^{-ma} степен.

$$\det[A - \lambda I] = 0 \quad (4)$$

Корените на полинома (4) могат да са различни реални или кратни, или комплексни числа. Оценяването на преходната матрица e^{At} се основава на теоремата на Хамилтон-Кейли. Тя гласи, че матрицата може да бъде представена като полином от $(n-1)^{-ва}$ степен като

$$e^{At} = a_0 I + a_1 A + a_2 A^2 + ... + a_{n-1} A^{n-1}, \quad (5)$$

където коефициентите a_i са функция на собствените стойности λ_i. Когато корените са различни реални или комплексни числа, коефициентите a_i се намират от решението на системата:

$$\begin{vmatrix} a_0 + a_1\lambda_1 + a_2\lambda_1^2 + ... + a_{n-1}\lambda_1^{n-1} = e^{\lambda_1 t} \\ a_0 + a_1\lambda_2 + a_2\lambda_2^2 + ... + a_{n-1}\lambda_2^{n-1} = e^{\lambda_2 t} \\ ... \\ a_0 + a_1\lambda_n + a_2\lambda_n^2 + ... + a_{n-1}\lambda_n^{n-1} = e^{\lambda_n t} \end{vmatrix} \quad (6)$$

Когато част от корените са m-кратно число, а останалите са различни, коефициентите се намират като решение на системата:

$$\begin{vmatrix} a_0 + a_1\lambda_1 + a_2\lambda_1^2 + ... + a_{n-1}\lambda_1^{n-1} = e^{\lambda_1 t} \\ \frac{d(a_0 + a_1\lambda_1 + a_2\lambda_1^2 + ... + a_{n-1}\lambda_1^{n-1})}{d\lambda_1} = \frac{d(e^{\lambda_1 t})}{d\lambda_1} \\ ... \\ \frac{d^{m-1}(a_0 + a_1\lambda_1 + a_2\lambda_1^2 + ... + a_{n-1}\lambda_1^{n-1})}{d\lambda^{m-1}_1} = \frac{d^{m-1}(e^{\lambda_1 t})}{d\lambda^{m-1}_1} \\ a_0 + a_1\lambda_{m+1} + a_2\lambda_{m+1}^2 + ... + a_{n-1}\lambda_{m+1}^{n-1} = e^{\lambda_{m+1} t} \\ ... \\ a_0 + a_1\lambda_n + a_2\lambda_n^2 + ... + a_{n-1}\lambda_n^{n-1} = e^{\lambda_n t} \end{vmatrix} \quad (7)$$

Намерените коефициенти се заместват в преходната матрица. Решението на (3) е подробно обяснено в [4] и е от вида:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x_0 + e^{At}\int_{t_0}^{t} e^{-A\tau}bu(\tau)d\tau \quad (8)$$

Въз основа на съставените уравнения по метода на променливите на състоянието и описаното решение се съставя програма *prehoden_proces.m* за решаване преходния процес. Сорс кодът на програмата е:

```
1. disp('Програма за решаване на преходен процес в ЛЕВ')
2. disp('******')
3. disp('Съставете системата уравнения по метода на променливите на състоянието')
4. clear
5. format long
6. A=input('Въведете матрицата на параметрите на веригата (използвайте квадратни скоби) A=');
7. B=input('Въведете като вектор-стълб свободните членове (използвайте квадратни скоби) B=');
8. X0=input('Въведете като вектор-стълб независимите начални условия (използвайте квадратни скоби) Xo=');
9. p=poly(A);                %характеристично уравнение
10. r=roots(poly(A)); %корени на характеристичното уравнение
11. disp('Корените на характеристичното уравнение са:')
12. fprintf('\n');
13. fprintf('lambda1=%5.2f\t',r(1));
14. fprintf('lambda2=%5.2f\t',r(2));
15. syms a0,
```

```
16. syms a1,
17. syms t
18. disp('Намиране на коефициентите a_i. Броят i зависи от размерността на матрицата A.') %в примера тя е е 2x2, затова ще се търсят първите 2 члена a_0 и a_1
19. disp('Съставете система уравнения от вида посочен в теорията: (6) или (7)')
20. fprintf('\n');
21. p2=input('Въведете коефициентите пред a0 и a1 в матрица p2=');
22. p3=input('Въведете свободните членове като вектор-стълб p3=');
23. eA=p2\p3
24. A0=input('Въведете израз за A0 (първия ред на eA) A0=');
25. A1=input('Въведете израз за A1 (втория ред на eA) A1=');
26. I=eye(2,2);
27. eAt=(A0*I)+(A1*A);
28. eAtx=eAt*X0;
29. X1=eAt*B
30. X2=input('Въведете горния резултат като матрица, като използвате квадратни скоби и отделите с точка и запетая двата реда X2=');
31. X3=int(X2,t,0,t);
32. X=eAtx+X3;
33. iL=input('Въведете първия ред от получения израз X iL=')
34. uC=input('Въведете втория ред от получения израз X uC=')
```

Приложение на създадената програма

Задачата, която се поставя, е да се намери изразът за напрежението $u_C(t)$ след превключването на ключа k от положение *1* в положение *2* в електрическата верига (фиг.1) със следните параметри:

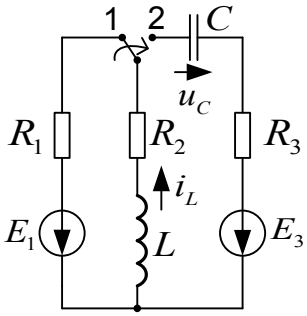
$R_1 = 20\Omega$, $R_2 = 80\Omega$, $R_3 = 10\Omega$, $L = 5mH$, $C = 50\mu F$, $E_1 = 100V$, $E_3 = 50V$.

Задачата се решава като се изпълняват стъпките от методиката за решаване по класически метод [2, 3]. Тъй като те не са цел на настоящия доклад няма да бъдат разглеждани подробно.

Независими начални условия са: $i_L(0) = 1A$ и $u_C(0) = 0V$.

Установените съставки са:

$i'_L = 0A$; $u'_C = 50V$.



Фиг. 1. *Схема на изследваната верига*

За контура по закона на Кирхоф се записва:

$$L\frac{di_L}{dt} + (R_2 + R_3)i_L + \frac{1}{C}\int i_L dt = E_3. \qquad (9)$$

Характеристичното уравнение е

$LC\lambda^2 + (R_2 + R_3)C\lambda + 1 = 0$.

Неговите корени са $\lambda_1 = -2596.9$ и $\lambda_1 = -15403$.

Видът на свободните съставки е:

$i_{L_{св}} = A_{i1}e^{-2596.9t} + A_{i2}e^{-15403t}, A$;

$u_{Cсв}(0) = A_{u1}e^{-2596.9t} + A_{u2}e^{-15403t}, V$.

Решение на задачата са:

$i_L(0) = -0.578e^{-2596.9t} - 0.4219e^{-15403t}, A$

$u_C(0) = 50 - 44.52e^{-2596.9t} - 5.478e^{-15403t}, V$

Решение по метода с променливите на състоянието

Използвайки уравнение (9) се съставя системата уравнения:

$$\begin{vmatrix} \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}(R_2 + R_3)i_L - \frac{u_C}{L} + \frac{E_3}{L} \\ \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L \end{vmatrix} \qquad (10)$$

Като се замести с числените стойности се получава:

$X = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}$; $X0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} 10000 \\ 0 \end{bmatrix}$;

$A = \begin{bmatrix} -18000,-200 \\ 200000,0 \end{bmatrix}$.

Стартира се сорс кодът на програмата *prehoden_proces.m*. На фиг.2 е показан фрагмент от изпълнението на командите в програмната среда MatLab.

```
New to MATLAB? See resources for Getting Started.
uC=input('Въведете втория ред от получения израз X uC=')
Програма за решаване на преходен процес в ЛЕВ
******
съставяте системата уравнения по метода на променливите на състоянието
Въведете матрицата на параметрите на веригата (използвайте квадратни скоби) A=[-18000 -200;200000 0]

A =

      -18000        -200
      200000           0

Въведете като вектор-стълб свободните членове (използвайте квадратни скоби) B=[10000;0]

B =

       10000
           0

Въведете като вектор-стълб независимите начални условия (използвайте квадратни скоби) Xo=[1;0]

X0 =

     1
```

Фиг. 2. *Фрагмент от изпълнението на командите в програмната среда MatLab*

Крайните резултати, получени при работата на програмата са

*iL=(92539*exp(-(64922*t)/25))/160078 + (5719171973470894642 09*exp(-(846795477201453 1*t)/549755813888))/1355533263994542093418*
*Въведете втория ред от получения израз X uC=1100047639694540868750000000/22000982641263415447220849 - (3712995791418163750000*exp(-(846795477201453 1*t)/549755813888))/677766631997271046709 - (115673750000*exp(-(64922*t)/25))/2598145979.*

При преработката на горните изрази се получава:

$$i_L(0) = -0.578e^{-2596.9t} - 0.4219e^{-15403t}, A$$

$$u_C(0) = 50 - 44.52e^{-2596.9t} - 5.478e^{-15403t}, V \quad (11)$$

Като се съпоставят резултатите, получени по класическия метод и по метода на променливите на състоянието се вижда, че съвпадат напълно.

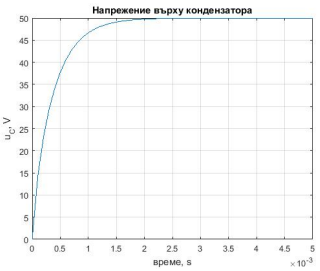
За да се изчертае графиката на зависимост (11) се въвеждат следните команди:

```
t1=0:0.0001:0.005;
y=50-45.*exp(-2597.*t1)-5.*exp(-15403.*t1);
plot(t1,y)
grid on;
title('Напрежение върху кондензатора')
xlabel('време, s')
ylabel('u_{C}, V')
```

На фиг.3 е показана изчертаната зависимост (11). Тъй като преходният процес е много кратък, за да се получи добра визуализация е необходимо да се подбере малка стъпка на нарастване на времето.

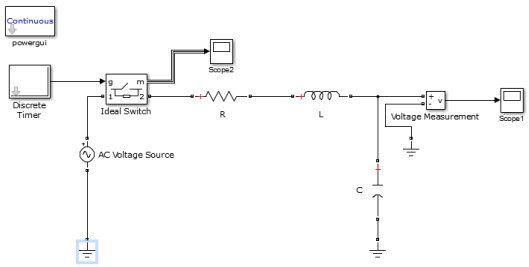
Създаване на модел на веригата в SimPowerSystem

Приложението *SimPowerSystem* дава възможност да се създаде модел на схемата в програмната среда MatLab и да се симулира работата й.



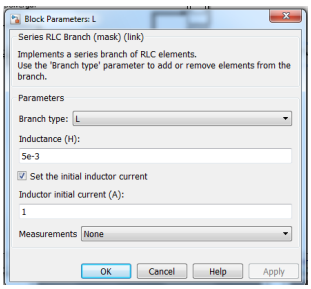
Фиг. 3. *Зависимост на напрежението върху кондензатора от времето в MatLab*

На фиг. 4 е показан моделът на веригата.

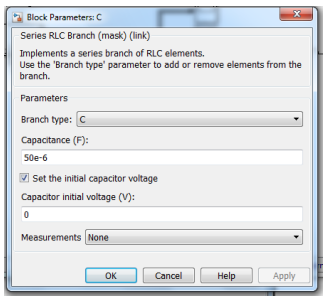


Фиг. 4. *Модел на изследваната верига в SimPowerSystem на MatLab*

При настройката на индуктивния елемент *L* и капацитивния елемент *C* е необходимо да се отбележат независимите начални условия, както е показано на фиг. 5 и фиг. 6.

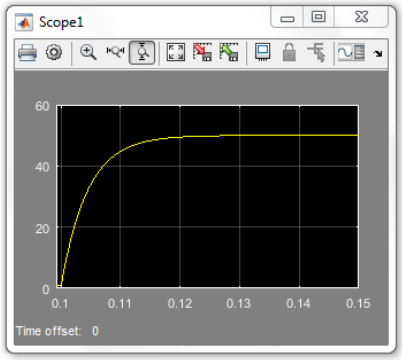


Фиг. 5. *Настройка на параметрите на индуктивния елемент*



Фиг. 6. *Настройка на параметрите на капацитивния елемент*

При симулация на работата на веригата на осцилоскопа се наблюдава изменението на напрежението върху кондензатора (фиг. 7).



Фиг. 7. *Дисплей на осцилоскопа Scope1*

Като се сравнят зависимостите от фиг.3 и фиг. 7 се вижда пълно съвпадение на резултатите.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Програмният продукт MatLab е универсален, лесен за усвояване и употреба от студентите компютърен пакет. Той може да бъде незаменим помощник при математическите пресмятания и при решаване на преходен процес в сложни електрически вериги по класически метод. Разработената програма *prehoden_proces.m* е универсална и може да се прилага при изследването на произволни схеми. Приложението *Simulink* дава възможност да се моделира електрическата верига и да се изследва преходния процес в нея.

Acknowledgement

The authors would like to acknowledge the support of the "Research & Development" division of UNIVERSITY OF PLOVDIV PAISII HILENDARSKI in the project: СП17-ТК-004/ 16.05.2017.

REFERENCE

[1] Raidovska Velislava, Velichko Manev, Anton Haritev. Solving the transitional process in a complex electrical circuit via the computer product Mathcad. Scientific researches of Union of Scientists of Bulgaria – Smolyan, Volume II, 2016, pp 280-285

[2] Farhi C, S. Papazov. Theoretical Electrical Engineering, Part I, Ed. Technika, Sofia, 1990.

[3] Genov Ludmil. Theoretical Electrical Engineering, Ed. Technika, Sofia, 1991.

[4] Karris Steven T., Circuit Analysis II with MATLAB Computing and Simulink/ SimPowerSystems Modeling, Orchard Publications, Fremont, California, 2009.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

АПРОКСИМИРАНЕ НА ФУНКЦИЯ ПОСРЕДСТВОМ ХАРДУЕРНО РЕАЛИЗИРАНА НЕВРОННА МРЕЖА

APPROXIMATION OF FUNCTION THROUGH A HARDWARE REALIZED NEURAL NETWORK

Stanko Stankov
Technical University of Gabrovo

Stefan Ivanov
Technical University of Gabrovo

Abstract
In the present work it has been made an overview of existing implementations of FPGA-based artificial neural networks. A concept of such a network to approximate a feature has been proposed on the base of ALTERA's CYCLONE II FPGA device.

Keywords: artificial, neural network, FPGA.

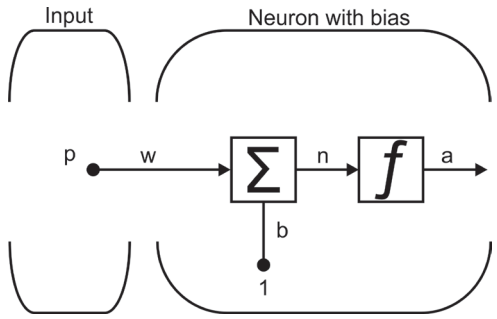
ВЪВЕДЕНИЕ

Интензивните изследвания в областта на невронните мрежи са свързани с идеята за създаване на интелигентна система за паралелни изчисления, която да работи по начин, близък до човешкия мозък. В областта на автоматичното управление невронни мрежи се използват при разработване на интелигентни системи за управление на роботи, манипулатори, транспортни средства, при идентификация и управление на сложни обекти, чиито динамични модели се характеризират с неопределеност и неточност. Освен в автоматиката, изкуствените невронни мрежи се използват и в редица други области – банковото дело, медицината, военното дело и др.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Невронните мрежи са съставени от елементи, опериращи в паралел – неврони. Тези елементи се базират на структурата на биологичните нервни системи. Също както и в природата функцията на невронната мрежа като цяло се определя от броя и връзките на съставящите я неврони. Чрез правилно обучение на невронната мрежа се постига висока точност на приближение на изходните данни към дадена очаквана функция, като това се постига чрез регулиране на тегловните коефициенти на връзките между отделните неврони. Обикновено процеса на обучение на невронната мрежа се състои в това на даден набор входни параметри и очаквани резултати, така да се регулират теглата на връзките, че получаващите се на изхода резултати да са максимално близки или еднакви с очакваните. Веднъж обучена, невронната мрежа може да се използва да генерира изходни резултати при какъвто и да е набор входни сигнали. Описаният по горе начин на обучение е т.нар. обучение с учител (supervised training), съществува и т.нар. обучение без учител (unsupervised training). При него обучението се извършва, без да се използват данни за очакваните резултати на изхода, като в случая невронната мрежа се научава сама да класифицира постъпващите на входа данни в класове. Основно приложение при апроксимация на функции намират т.нар. невронни мрежи с обратно разпространение на грешката (back-propagation neural networks). Метода им на обучение е обучение с учител. Както беше споменато, основните градивни елементи на изкуствените невронни мрежи са невроните. Основно един неврон се състои от входове, на които постъпват входните параметри,

теглови коефициенти, по един за всеки вход на неврона, отместване и функция на активация. Показаният на фиг. 1 модел на неврон притежава един вход – p, тегловен коефициент на входа –w , отместване – b, което на практика е вход с тегло b, на който е подадена 1 и функция на активация –f. Изхода от неврона – a, се изчислява по формулата $a = f(wp + b)$.



Фиг. 1. *Модел на неврон*

Причината за широкото приложение на FPGA схемите е тяхната скорост и сравнително ниска цена. Те успешно се използват в областта на разпознаване на образи, прилагайки техниката на изкуствените невронни мрежи. За този случай са необходими много на брой икономични и бързи умножителни устройства. Поради ниската цена на тези схеми и сравнително високата им плътност – от 15000 до 500000 гейта, те са изключително подходящи за реализация на паралелно работещи алгоритми и по-специално алгоритми, реализиращи нелинейни преобразувания с помощта на изкуствени невронни мрежи.

Поради ниската цена и множеството те са подходящи за експериментални цели в областта на логическото управление, телекомуникациите, както и при реализация на определени типове изкуствени невронни мрежи.

FPGA е специално проектирана IC, която често се използва за създаване на прототипи. Всяко FPGA има три основни компонента: Конфигурационният логически блок (CLB) е най-важният компонент. CLB предвижда физическа поддръжка на програмата, интегирана в FPGA. Друга част е Input Output Block (IOB), която поддържа входове и изходи на FPGA, правейки възможна комуникацията с други устройства [1].

Последната част е програмируема матрица на свързване (PI), която свързва различни периферии на FPGA и им позволява да общуват помежду си.

С напредването на технологиите на програмируемите логически устройства, FPGA са спечелили голям интерес към дизайна на цифровите системи.

Хардуерната реализация на изкуствени невронни мрежи (ANN) до голяма степен зависи от ефективното прилагане на един неврон.

Реконфигурируемите изчислителни архитектури на базата на FPGA са подходящи за хардуерно изпълнение на невронни мрежи и са отлична технология за внедряване на ANN хардуер.

Имплементирането на ANN в FPGA е относително лесен процес. След като невронната мрежа бъде обучена тя ще бъде интегрирана в FPGA.

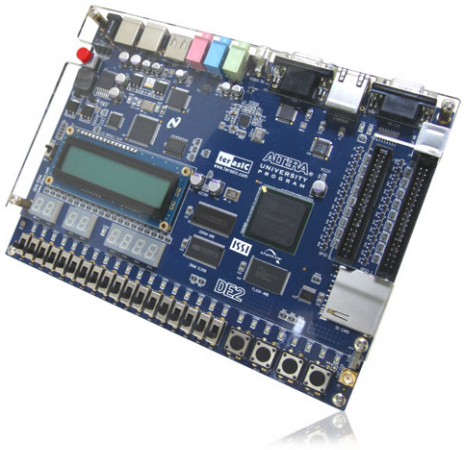
Препрограмиращите се FPGA позволяват прототипиране: в повечето приложения няколко невронни архитектури трябва да бъдат тествани, за да се намери най-ефективната.Това може да се извърши директно с хардуерната ефективност на базирано FPGA внедряване, без никакви допълнителни разходи. Освен това добрата архитектура, която е проектирана и изпълнена, може да бъде заменена по-късно от по-добра, без да се налага да се проектира нов чип.

FPGAs могат да се използват за вградени приложения, когато надеждността и простотата на невронните изчисления са най-необходими. Дори големи изкуствени невронни мрежи могат да бъдат интегирани в FPGA при условие, че методът за внедряване е достатъчно мащабируем. Концепцията FPGA осигурява лесна мащабируемост при реализирането на различни невронни мрежи.

КОНЦЕПЦИЯ ЗА РЕАЛИЗИРАНЕ НА FPGA БАЗИРАНА НЕВРОННА МРЕЖА ЗА АПРОКСИМИРАНЕ НА ФУНКЦИЯ

За тази цел ще използваме развойната платка DE2 на фирмата ALTERA работеща с CYCLONE II FPGA. DE2 има много функции, които позволяват на потребителя

да реализира широк спектър от проектирани схеми, от прости вериги до различни мултимедийни проекти [2].



Фигура 2. *Развойна платка ALTERA DE2*

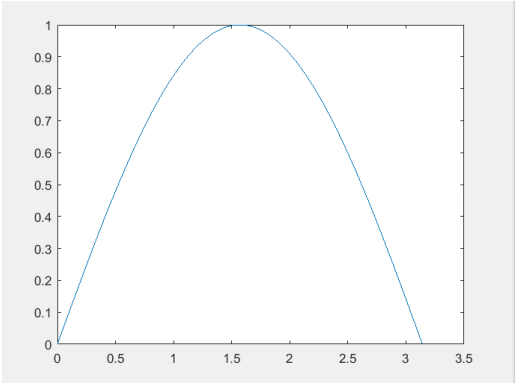
Като помощна среда се използва MATLAB, която е удобна за проектиране и изследване на невронин мрежи, тъй като притежава набор вградени функции за работа с тях,има голям брой toolbox-ове позволяващи решаване на многообразни задачи от различни предметни области, предлага апарат, позволяващ лесно обединяване на множество приложения в едно цяло, широко е използван за решаване на различни задачи от областта на управлението [3].

За демонстриране на използването на хардуерно реализирани невронни мрежи е избрана нелинейна функция, изменяща се по закона:

$$y = \sin(x); \qquad (1)$$

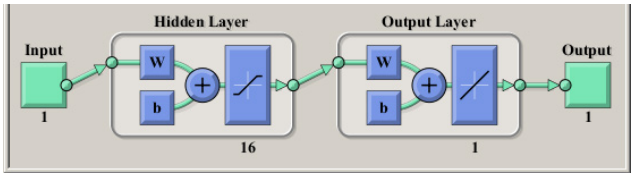
като $0 < x < \pi$

На фиг. 3 е представена нелинейната функция, която се използва за обучение на невронна мрежа.



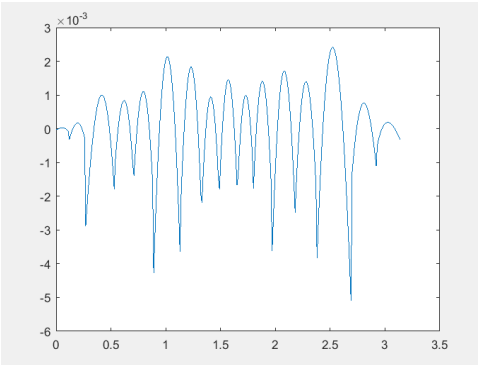
Фиг. 3 .*Функция използвана за обучение на невронна мрежа*

Избрана е структура на невронната мрежа, която се състои от един скрит слой с 16 неврона в него. Функцията на трансфер на невроните е *satlins* – линейна с насищане. Изходният слой се състои от един неврон с линейна функция на трансфер. На фиг. 4 е представена структурата на невронната мрежа.



Фиг. 4. *Структура на невронната мрежа*

Невронната мрежа е обучена да осъществява апроксимиране на входните данни спрямо описаната по-горе нелинейна функция. Максималната грешка от обучението по абсолютна стойност е 0.0056. На фиг. 5 е показано разпределението на грешката [4].



Фиг. 5. *Разпределение на грешката*

За синтез на изкуствената невронна мрежа в хардуера на Altera е използвана програмата Matlab и по специално HDL Codder toolbox модула.

При синтеза се използва представяне на числата като числа с фиксирана запетая, като при входните и изходни промеливи са заделени 12 бита за стойността след запетаята.

При синтезирането на невронната мрежа със средата Quartus на Altera се получава използване на 225 логически блока от ресурсите на FPGA устройството, което е под 2% от предлаганите ресурси за реализиране на цифрови схеми.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработената и реализирана в хардуера изкуствена невронна мрежа демонстрира възможността за използване на FPGA устройства при апроксимиране на нелинейни функции. При реализацията на невронни мрежи се използва запис на стойностите във формат с фиксирана запетая.

Направената разработка може да бъде основа при разработване на хардуерно базирани изкуствени невронни мрежи за апроксимиране и на други типове нелинейни функции.

REFERENCE

[1] Manoilov P., Design of digital devices on super large integrated circuits using VHDL, Technical university of Sofia, 2009.

[2] Sen Peng, Modern Digital Designs with EDA, VHDL and FPGA. Terasic Inc, 2015..

[3] Tonchev Y., MATLAB Transformations, calculations, visualization. Tehnika, Sofia, 2005.

[4] Marvin L.., Neural Networks with MATLAB, CreateSpace Independent Publishing Platform, 2017.

DEVELOPMENT OF A PLC BASED DATA ACQUISITION AND CONTROL SYSTEM FOR BIOMASS GASIFIERS

Figan DALMIŞ **Serkan TUĞ**
Namik Kemal University The Vocational School of Technical Sciences
(fdalmis@nku.edu.tr, stug@nku.edu.tr)

Abstract

In this research, a PLC controlled data acquisition and control system has been developed which can be installed on different types of gasifiers to monitor the gasification processes. The developed system is a modular system and equipped with analog and digital input / output expansion modules. The developed system was tested in the research by used downdraft type gasifier. With the developed prototype data acquisition and control system, the process variables can be saved to USB memory in adjusted periods and monitored on a HMI panel during gasification processes. The system has been tested successfully in experimental studies and the obtained graphs of temperature, pressure, flow rate and mass change are presented in the text.

Keywords: automation, biomass, data acquisition, gasification reactor, plc.

INTRODUCTION

In recent years, researchers focused on the possibility of generating biomass electricity with small-scale gasifiers. The way to produce synthesis gas economically and efficiently by biomass with a small scale gasifier is to effectively monitoring and controlling the gasification processes. From this point, it is important that the developed gasifiers are equipped with suitable and economical automation systems.

Erlich and Fransson [1] studied on a downdraft gasifier. The temperature distribution in the reactor was measured by type N thermocouples. There were four thermocouples in central positions and two measuring wall temperatures. In the highest temperature region the measuring tolerance of the thermocouple was in the range of ±10 ˚C [2] but due to the process dynamics the temperature here fluctuates heavily. The temperatures presented within this study were given as average or in intervals where the fluctuation was large.

Pedroso et al. [3] designed and constructed that a bottom feed gasifier. The reactor produced wood gas continuously for 6h and worked stably during all the experiments. The data acquisition system was data logger based. Sensor data were collected by data logger.

Weiland et al. [4] defined that for safe process control and automation, a PLC (Programmable Logic Controller) based control system was used, and relevant process values were stored in a database for post processing of the results from the experiments.

Because of the cost efficiency and safe automation and process control, in this study a PLC based universal control system was developed for biomass gasifiers.

EXPOSITION

In this study, a PLC-controlled data acquisition and control system was developed to monitor and to control the gasification processes by mounting on small scale gasifiers. The system was equipped with analog and digital input/output modules suitable for structurally expanding. This expandable structure allows the developed control system to be used in gasifiers of different sizes, which require a greater number of channels or to collect more data from the different points of the developed gasifier.

In the developed system, Enda ELC-186R was used as the processor module. It has eight digital inputs and six relay outputs. Some expansion modules were directly connected to this processor module to get analog sensor signals:

GXM-40U temperature analog input modules were used for temperature measurements. This module is compatible with J, K, B, C, E, N, R, S, T type thermocouples, PT 100, PT 1000 and RTDs. In the study, K-type thermocouples were used. Its temperature range is -250 □C to 1250 □C.

A GXM-40A analog input expansion module was used for converting analog signals to digital values for inputs. Then PLC could use these signals for control purposes. It has four channels and each of the channels can be configured as current or voltage input independently. Its analog input range is 0-10 VDC, 0-20 mA and 4-20 mA optionally.

A GXM-10L load cell module was used for connection of load cells. ESIT BB100 type load cells measured the weight of loaded biomass feedstock.

Enda EOP 41-70ETE model HMI provided a visual representation of the status of the gasification process, data logging and machine control in real time to operators. It was equipped with a USB host port. Through this port, USB flash memory was connected to perform uploading, downloading, project operation and storage of related data. HMI was connected to PLC via RS232. Visual program for HMI was developed in user-friendly programming software ENDA _V2.0. During gasification process, HMI screen display was shown in Figure 1.

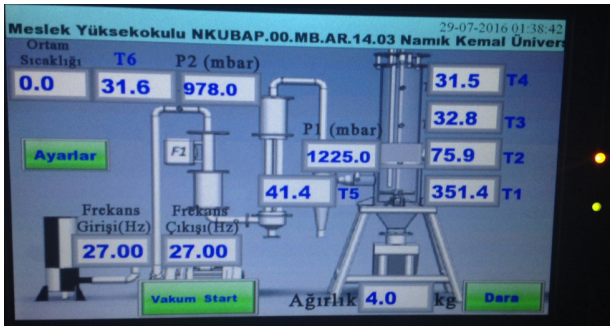


Fig. 1. *Main screen of the program downloaded to HMI*

The gas flow in the system was provided by a cycle-controlled vacuum fan. GREENCO 2RB 210-7AH16 model vacuum blower was used for this purpose. In the system, the frequency control of the vacuum fan motor was carried out with Siemens Sinamics G110 inverter. The inverter installed in the automation cabinet was controlled via HMI.

Generated syngas was measured by an orifice plate which has 18 mm of orifice diameter and differential pressure gauge.

In the developed system, pressure measurement was made from the two points at the outlet of the reactor and before the blower. Measurements were made with two Keller brand 4-40mA analogue output pressure sensors connected to the GXM-40A analog input module. The measured pressure information was sent instantaneously to the HMI panel and recorded in a minute intervals.

PLC program of the system was written in EndaSoft PLC editor software. It supports ladder logic programming. Program tasks of the PLC were written using ladder logic programming. Program was downloaded to PLC device via ethernet port. Hardware configuration of the PLC system and the channels of GXM-40U were shown in Figure 2.

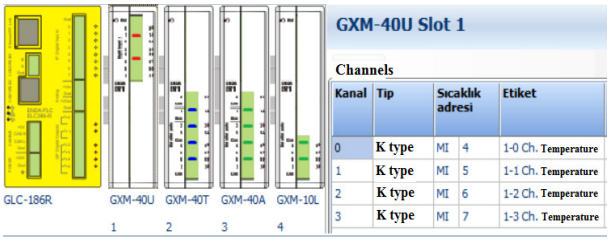


Fig. 2. *Hardware configuration of PLC*

General view of the gasifier and hardware of the data acquisition and control system designed in the study was shown in Figure 3.

Fig. 3. *General view of gasifier and control unit*

System was tested with rice stalk pellets gasification. The data were successfully recorded on the USB flash memory connected to HMI until the end of the gasification period. The recorded data were processed in MS Excel program.

Temperature measurements at six different points from the beginning of the gasification process in the reactor were recorded as a one sample per minute (Figure 4).

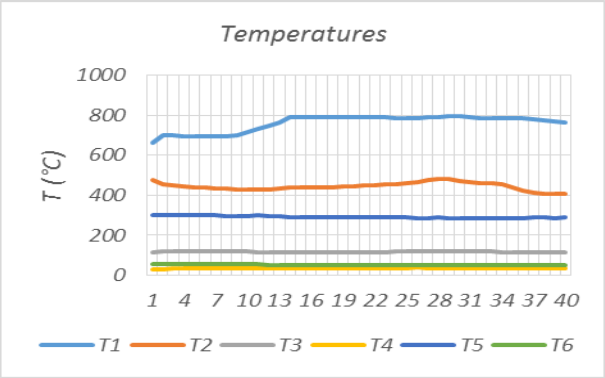


Fig. 4. *Temperature curves recorded during gasification*

Pressure (Figure 5) and weight data (Figure 6) were successfully acquired.

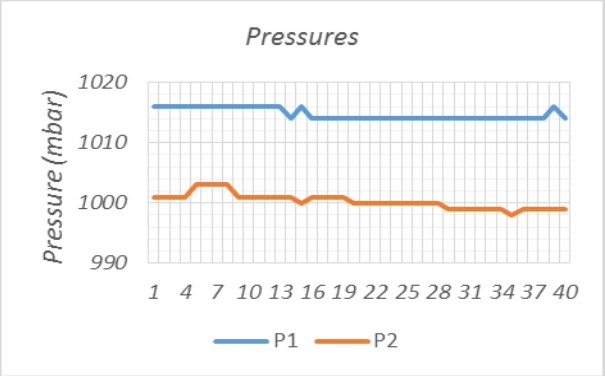


Fig. 5. *Pressure curves recorded during gasification*

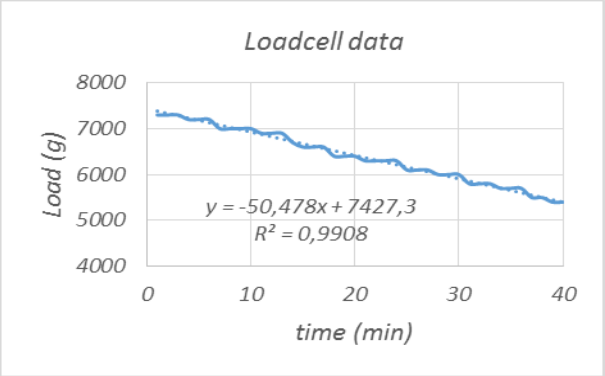


Fig. 6. *Weight change rate curve obtained by weight measurement*

Mass flow rate data were successfully acquired (Figure 7).

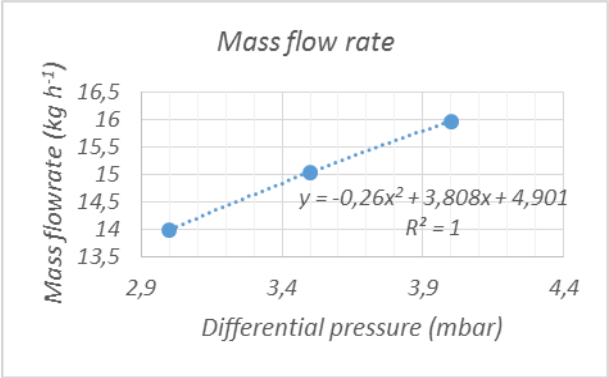


Fig. 7. *Differential pressure-mass flowrate curve*

CONCLUSION

It has been observed that the PLC based automation system designed in the research has successfully performed the expected data acquisition and control processes.

Equivalence ratio dictates the performance of the gasifier. The quality of gas obtained from a gasifier strongly depends on it. It must be kept between 0.2 and 0.4 by adjusting the amount of air supplied to the system. This was achieved by the vacuum fan in the system. It was adjusted by changing the drive frequency that controlled the fan motor via the HMI control panel.

The designed electronic measuring system was mounted on the gasifier, and operating conditions and parameters of biomass gasification experiments were successfully recorded.

ACKNOWLEDGE

This work was supported by the Namik Kemal University. Project No: NKUBAP.00.MB.AR.14.03

The gasifier was developed under the NKUBAP.00.24.AR.14.28 project.

REFERENCE

[1] Erlich, C., & Fransson, T. H. (2011). Downdraft gasification of pellets made of wood, palm-oil residues respective bagasse: experimental study. Applied Energy, 88(3), 899-908.

[2] Omega Engineering Inc. Thermocouple tolerances, <http://www.omega.com>;2009.

[3] Pedroso, D. T., Machín, E. B., Silveira, J. L., & Nemoto, Y. (2013). Experimental study of bottom feed updraft gasifier. Renewable energy, 57, 311-316.

[4] Weiland, F., Nordwaeger, M., Olofsson, I., Wiinikka, H., & Nordin, A. (2014). Entrained flow gasification of torrefied wood residues. Fuel processing technology, 125, 51-58.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

РАЗМИТ ПИДД^2 РЕГУЛАТОР ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ВИБРАЦИОНЕН ЗАХРАНВАЩ МОДУЛ

FUZZY PIDD^2 CONTROLLER FOR VIBRATORY BOWL FEEDER

Georgi Mihalev
Technical University of Gabrovo

Stanimir Yordanov
Technical University of Gabrovo

Abstract

Ensuring the process of supplying automated lines with vibratory bowl feeders is associated with problems regarding various parametric uncertainties of the system. One of the approaches to solving these problems is through choosing a suitable control device to improve the robustness of the system. A fuzzy PIDD2 controller has been implemented and simulated, basic structure of the controller is shown, basic functional dependencies are also presented. An analysis of the quality of regulation based on the transfer processes, amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of the closed system, has been made.

Keywords: vibratory bowl feeder;fuzzy logic; fuzzy PIDD^2 controller.

ВЪВЕДЕНИЕ

Несъмнено една от най-бързо развиващите се научни области е компютърната интелигентност. Под компютърна интелигентност се разбира методология, включваща изчисления, показващи възможности за обучение и/или за справяне с нова ситуация, такава, че системата се възприема като притежаваща един или повече атрибути от разсъждения, като обобщение, откриване, асоцииране и абстракция [1]. Развиването и пренасянето на системите за управление в областта на компютърната интелигентност води до много добри резултати и продуктови постижения и се наричат интелигентни системи за управление. Интелигентните системи за управление съумяват да обединят и двата основни акцента на компютърната интелигентност, както интеграционния характер, така и технологията основаваща се на нови подходи за обучение, позволяващи да се постигне по-високо ниво на разсъждение. В зависимост от конкретната приложна задача, с която трябва да се справят, интелигентните системи за управление използват един или няколко от вече известните методи за интелигентно управление, като повечето от които са се обособени вече, като отделни научни дисциплини.

Един от най-често използваните похвати при реализирането на интелигентни системи за управление е размитата логика. Тя се базира на теорията на размитите множества, където принадлежността на даден обект към определен клас се отъждествява не просто с това дали е или не е член. Размитата логика използва целия интервал от числа за да се изгради нова логика, като основа за правилата за вземане на решение. Наподобява се приблизителното мнение на човека, което позволява на компютърната система да се отдалечи от точната логика и да се приближи към реалната ситуация [2,3].

В настоящата статия се проектира и реализира хибриден размит ПИДД^2 регулатор за управление на вибрационен захранващ модул. Подходът към реализацията на такъв тип управляващо устройство е съобразен с концептуално изискване за използване на интелигентни методи за управление в общата структура на управляващата система на захранващия модул. Размитите регулатори реализират нелинейни закони за регулиране, това налага анализа на затворената система да се извършва на база на пре-

ходния процес по задание, АЧХ и ФЧХ на затворената система.

ИЗЛОЖЕНИЕ

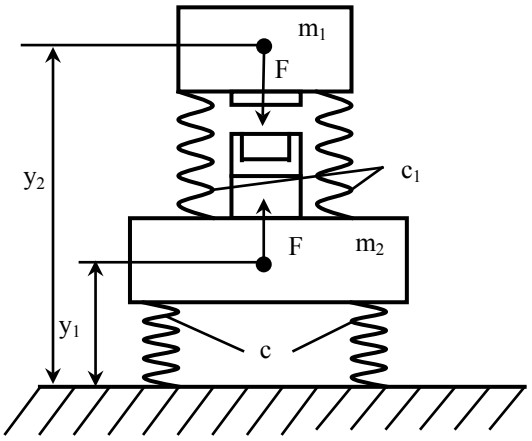
Спадайки към методите за интелигентно управление на технологични обекти, размитите контролери и производните им хибриди с линейните закони за регулиране, отговарят на концептуалния критерий при проектираното управление на вибробункер и не могат да се пропуснат при изследването на качествата им за регулиране на амплитудата на трептене на вибробункер. Въпреки, че на пръв поглед задачата за управление на обект с неструктурирани параметрични смущения, не в ресора на размитите логически контролери, те могат да покажат известни качества в повишаването на робастността на системата.

Управляващите устройства на базата на размита логика се очертават, като едно от най-изследваните направления в теорията на размитите множества, като успешно се прилагат при управление на сложни технологични обекти. Методологията на размитите контролери се базира на изразяване на управляващите въздействия на контролната система, не чрез математически уравнения, а посредством лингвистични правила. Ситуацията представлява съчетание от стойности на всички входове, а действието е формиране на изходна реакция на базата определените правила.

Имайки предвид големия интерес към размитите контролери, следва да се разработят и изследват хибридните комбинации с линейните закони за регулиране и в частност ПИДД^2 закона. Първият вид генерира управляващо въздействие u, базирано на комбинация от три входни величини - системната грешка e, моментното й изменение Δe и кумулативната сума на грешката Σe. При втория вид изходната величина е моментното изменение на управляващото въздействие Δu въз основа на комбинация от други три величини - системната грешка e, моментното й изменение Δe и ускорението $\Delta^2 y_2$, явяващо се втора обратна връзка, реализирана посредством сензор за измерване на ускорения (акселерометър). Втория тип управление е възможен само когато има пълен достъп до вектора на състоянието на обекта.

ОБЕКТ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

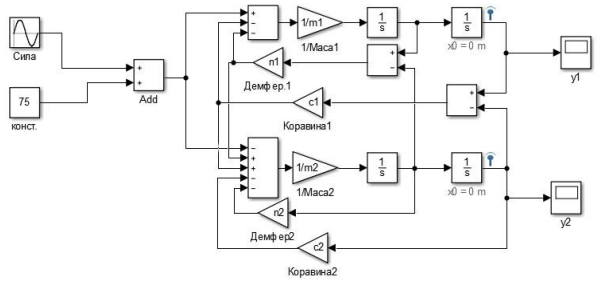
Най-често използваното устройство за обезпечаване на процеса на захранване на автоматичните линии с правилно ориентирани детайли е вибрационно захранващо и ориентиращо устройство, наричано за по-кратко вибробункер. Вибробункерът е една от машините работещи в режим на резонанс, едно негативно явление, което в повечето системи не трябва да настъпва. Тясно свързано с дизайна на чашата е и механиката на вибриращата основа. Според съществуващи проучвания [4], чрез настройка на параметри на вибриращата система като амплитуда, честота, коефициент на рестрикция и други, може да се контролира поведението на детайлите в чашата. Препоръчва се контролиране на ускорението на определен регион, за да се получат периодични трептения и съответно ефективно преместване на детайлите. Вибробункерът може да бъде представен във вид на двумасова трептяща система с две степени на свобода, показано на фиг. 1.



Фиг. 1. *Опростена схема на вибробункер*

Масата m_2 представлява основата на устройството, разположена на пружини имащи ролята на амортисьори с малки коравини c_2. Чашата на вибробункера е представена във вида на масата m_1, разположена на еластично окачване с коравина c_1. На всяка от масите действат възбудителните сили на вибратора, които са равни по големина и обратни по посока.

За тестване на алгоритъма за управление е разработен симулационен модел на вибробункер, като двумасова трептяща система със същите параметри като на реален обект. Моделът на обекта е разработен в среда на Matlab/Simulink и е даден на фиг. 2.



***Фиг. 2**. Симулационна схема на вибробункер в среда на Matlab/Simulink*

Представената по-горе симулационна схема реализира диференциалните уравнения на вибробункер, с отчитане на коефициентите на загубите в еластичните елементи (1).

$$\begin{cases} m_1\ddot{y}_1 + n_1(\dot{y}_1 - \dot{y}_2) + c_1(y_1 - y_2) = u \\ m_2\ddot{y}_2 - n_2\dot{y}_2 + n_1(\dot{y}_1 - \dot{y}_2) - c_2 y_2 + c_1(y_1 - y_2) = -u \end{cases}, (1)$$

където y_1 е положението на горната маса, y_2 е положението на долната маса, а u е силата, която действа върху масите. За входен сигнал е избрана синусоидална форма на приложената сила, което е най-добрия вариант за формата на входната сила, като големината на силата се равнява на 50 % натовареност на електромагнитите. В реална среда това е максималната натовареност, която може да се използва за осигуряване на необходимата скорост за движение на детайлите.

Вибробункерът, описан с математичния модел даден с диференциални уравнения (1), в реалната обстановка се характеризира с параметрични неопределености на пет от шестте параметъра, а в някои специфични ситуации и на всичките шест.

В представената на фиг. 2 симулационна схема на устройството стойностите на параметрите се заменят с нови елементи включващи параметричните неопределе-ности, които са съответно 30% неопределеност в горната маса, 20% неопределеност в коравината на горните пружини, 10 % неопределеност в горния коефициент на демпфериране, 20 % неопределеност в коравината на долните пружини и 10% неопределеност в съответно долния коефициент на демпфериране.

РАЗМИТО ПИДД² УПРАВЛЕНИЕ ЗА ВИБРОБУНКЕР

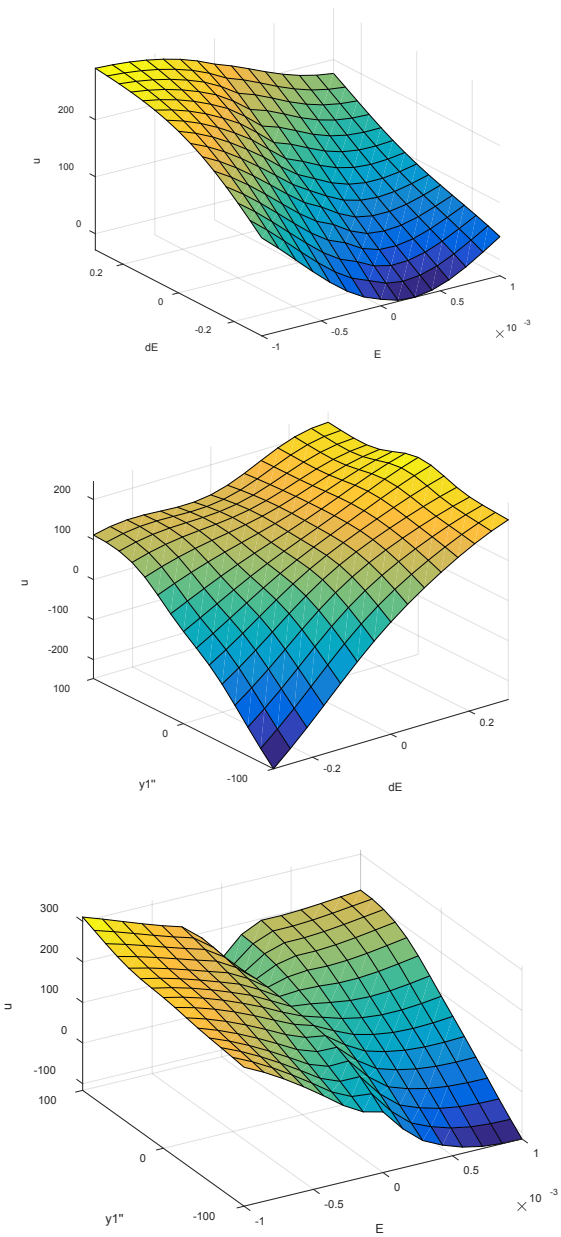
При проектиране на хибриден вариант на размит регулатор с линеен закон за регулиране, може да се каже, че трябва да се изградят и настроят две основни части – размитата структура и структурата изграждаща линейния закон за регулиране. Тъй като при един общ хибриден вариант на размит регулатор двете части са взаимосвързани и участват в една обща структура, се прибягва до по-особена форма на представяне на линейния закон за регулиране, при която константите се заменят от коефициенти на усилване на входа и изхода на размитата структура. Това позволява поотделно изграждане на двете части и по-лесна настройка. Използването на този похват е особено полезен за случаите, като този, при които не е известен аналитичен метод за настройка на използваното управляващото устройство.

Размитата структура на проектирания регулатор е изградена в среда на Matlab/Simulink. Тази структура представлява конвенционален размит регулатор имащ всички основни блокове, осигуряващи основните функции на FIS структурата, а именно – нормализиране на входните данни, блок за размиване (фъзифициране), блок за размита обработка (линг. правила), блок за деразмиване (дефъзифициране) и денормализиране на изходните данните.

Тъй като е по-лесен, удобен и по-широко застъпен в практиката се избира вариант на регулатора с механизъм на извеждане на Сугено [5]. Този вариант позволява по-лесно проектиране(по-малък размер на таблицата с логическите правила), особено както в конкретния случай, когато размитите множества на входно-изходните величини са по-големи.

Така реализираната размитата FIS структура е модел на Сугено с метод за размита импликация на базата на мащабиране на последващата функция за членство от предходна стойност на резултата. При метода за

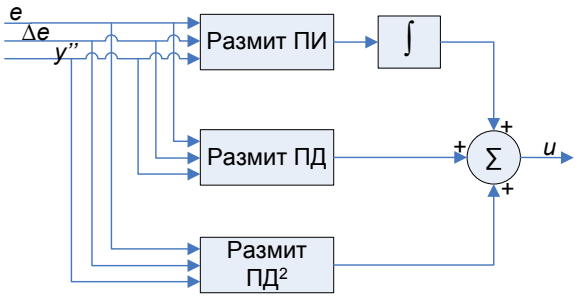
агрегация на зададените правила се сумират последователно зададените размити множества. За блока на деразмиване, реалните стойности се получават, чрез един от известните методи за модела на Сугено, а именно чрез претеглена сума от всички изходи на логическите правила.



Фиг. 3 *Триизмерни проекции на изхода спрямо различните входове на размития регулатор*

Тъй като на входа на размития контролер влизат три променливи, не е възможно да се покаже обща графика на изхода спрямо входовете. Поради тази причина на фиг. 3 са показани триизмерни проекции на два входа спрямо изхода на регулатора при 49 зададени логически правила.

За размит ПИДД^2 регулатор за вибробункер е избрана типова структура реализираща паралелно размито ПИ, с паралелно размито ПД и размито ПД^2 управление и е показана на фиг. 4.

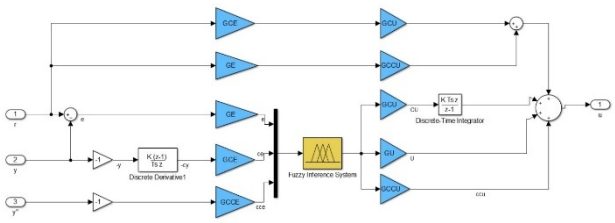


Фиг. 4. *Типова структура на размито ПИ управление с паралелно размито ПД и ПД^2 управление.*

Предимство на тази структура е, че не се използват конвенционални елементи и че може да се избегне комплексното проектиране на логическите правила и функциите на принадлежност. Особено полезно е по отношение на проектирането, че ПИ, ПД и ПД^2 съставките ползват едни и същи логически правила и функции на принадлежност. Аналитичен начин за настройка на размития ПИДД^2 не е известен, но може да се надстроява само чрез промяна на пропорционалния коефициент и настройка на коефициента на втората производна. Крайното управляващо въздействие се получава като сума от изходните сигнали на трите регулатора:

$$u(k)=u_{\text{пи}}(k)+u_{\text{пд}}(k)+u_{\text{пд2}}(k) = \\ = u(k-1)+\Delta u(k)+u_{\text{пд}}(k)+u_{\text{пд2}}(k) \qquad (2)$$

На фиг. 5 е представена симулационната схема на размития ПИДД^2 регулатор в среда на Matlab/Simulink.



Фиг. 5. *Симулационна схема на размито ПИДД^2 управление в среда на Matlab/Simulink*

При реализирането на размития ПИДД^2 регулатор се използва същата размита структура на Сугено представена в предходната подточка, като разликата идва от премахнатия трети вход (ускорението на горната маса). Набора от функции на принадлежност се запазва, като промени са направени по отношение на изходните стойности на изхода на блока. Обемът от лингвистични правила се оставя непроменен. В представената блок схема се използва промяната на измерването (y(k)-y(k-1)) вместо промяната на грешката (e(k)-e(k-1)), като втори входен сигнал към размитата структура. По този начин се предотвратява стъпаловидната промяна в референтния сигнал, дължащ се на директното задействане на диференциалния блок. Тази промяна обаче налага и промяна в структурата на регулатора за да остане той непроменен. Конвенционалните коефициенти за заменени с входни и изходни коефициенти на усилване GCE, GCU, GE, GU, GCCE и GCCU, които също така се и използват за мащабиране (нормализиране и денормализиране) на сигналите. Стойностите на новите коефициенти са във функционална зависимост от стандартните и могат да се изчислят по формулите:

$$GE = 10; \quad GCCE = 100; GCU = \frac{K_i}{GE}$$

$$GCE = \frac{-GE^2 K_{dd} + K_p GCCE.GE}{2K_i GCCE} + \\ + \frac{\sqrt{GE^2 K_{dd}^2 - 2GEK_{dd}K_p GCCE + K_p^2 GCCE^2 - 4K_i GCCE^2 K_d}}{2K_i GCCE} \quad (3)$$

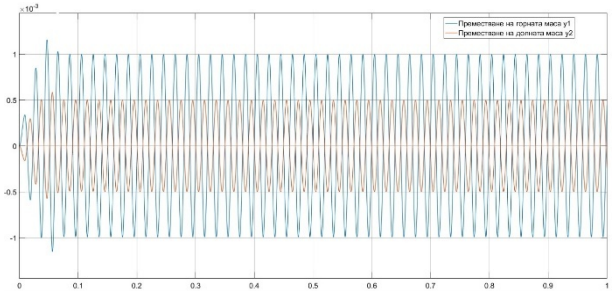
$$GU = \frac{K_d}{GCE}; \; GCCU = \frac{K_{dd}}{GCCE}$$

При изчисление на новите коефициенти единствено GE и GCCE се определят предварително и зависят от зададените граници за входа на грешката в размитата структура, тъй като са коефициенти на усилване на физически измервани величини.

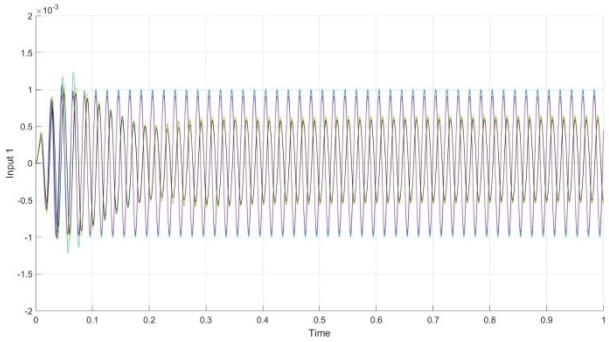
АНАЛИЗ И РАБОТА НА СИСТЕМАТА С ПРОЕКТИРАНОТО ПИДД^2 УПРАВЛЯВАЩО УСТРОЙСТВО

За обекта за управление е реализирана симулационна схема в среда на Matlab/ Simulink, съдържаща размития регулатор и обекта за управление (вибробункера). Анализа на качеството на регулиране се прави въз основа на параметрите на преходния процес, АЧХ и ФЧХ характеристики на затворената система.

На фиг. 6 и фиг. 7 са представени съответно графики от симулация на затворената система с размит ПИДД^2 регулатор за обект с номинални стойности на параметрите и с параметрични неопределености.



Фиг. 6. *Преместване на горната и долната маса на затворената система с размито ПИДД^2 управление*

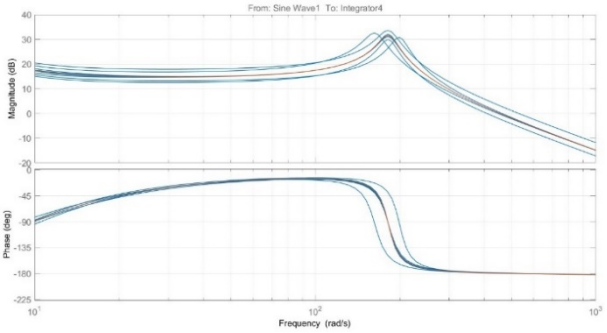


Фиг. 7. *Преместване на горната и долната маса на системата с размито ПИДД^2 управление*

От представените графики при управление с размит ПИДД^2 регулатор се вижда добрия преходен процес на системата при номинални параметри. Времетраенето на преходния процес е с продължителност под 0.1 секунда, а пререгулирането е под 15%. Характерното отместване за размитите регулатори в преместването на изхода на системата не се наблюдава.

От фиг. 7 може да се заключи, че регулаторът не постига добра робастност на системата, като максималното отклонение от заданието е 40%, преходните процеси не са еднакви по тип и времетраене. Вижда се обаче, че графиките се обобщават около

две стойности на установяване на процеса – 1.10^{-3} с максимално отклонение 10% и $0{,}6.10^{-3}$ с максимално отклонение 5%. От това може да се заключи, че регулаторът подобрява робастността на системата успешно при по-малък брой параметрични неопределености, като в случая това е при отсъствие на неопределеност в стойността на горната маса m_1. На фиг. 8 са показани семейството АЧХ и ФЧХ характеристики на затворената система.



Фиг. 8. *Амплитудно-честотни и амплитудно-фазови характеристики на затворената система с размит ПИДД^2 регулатор*

Получените АЧХ и ФЧХ на системата са показани при възможно най-лошия случай на неопределеностите на всеки един параметър със син цвят, а с червен цвят на графиката са характеристиките на системата при номинални стойности на параметрите.

От изведените характеристики се вижда, че проектираният размит регулатор осигурява добър коефициент на усилване, но и че внася ненужно фазово изместване, което е логично, съобразно малкото време на преходния процес. В графиката на АЧХ на размития ПИДД^2 регулатор се вижда относително малкото отместване на резонанса на вибробункера от номиналния модел по честота, и по-големия дисбаланс по амплитуда, което обяснява обединяването на графиките в преходния процес в две групи по амплитуда от фиг. 7. Отклонение от зададеното в рамките на 40% обаче не води до робастност на качеството. Съвпадащи с обекта при номинални параметри са групите системи с изменение на коефициентите на демпфериране и коравина на долните пружини. При изменение на съществените за обекта параметри, за системата не може да се каже, че е на лице робастност на качеството.

При проектиране на размит ПИДД^2 и други размити управляващи устройства е възможно да се проектира регулатор при намалени параметрични неопределености, с цел по-лесно определяне на лингвистичните правила и функции на принадлежност, а след това да се направи анализ за робастност на системата в честотната област, чрез прилагане на инженерна интуиция, формирана при използване на някои от класическите честотни методи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията са представени процесите на синтез и реализацията на симулационен модел на иновативно размито ПИДД^2 управление на захранването на ВЗУ с две обратни връзки – по ток и по ускорение. Обратната връзка по ток се подава на ПИД частта на регулатора, а ускорението получавано от акселерометъра на Д^2 частта. Изследвани са основните функционални зависимости за настройката на регулатора, качеството на регулиране и неговата робастност. Анализирани са процесите по избор на лингвистични правила и сложност на функцията на принадлежност и отношението им към повишаване робастността и качеството на системата.

REFERENCE

[1] Mincho Hadjiiski, Lectures on Intelligent Hybrid Systems for Adaptation, Decision Making and Control, http://www.iit.bas.bg/ esf40/phd-lecture-01-10-10/M_Hadjiski/ M_Hadjiski_txt.pdf, 2013.

[2] Jager, R., Fuzzy logic in control, Delft University of Technology, 1995.

[3] Smets, P., Magrez, P., "Implication in fuzzy logic." International Journal of Approximate Reasoning 1.4 (1987): 327-347.

[4] Shi, D., Civet, Y., Perriard, Y., Modelling and design of complex geometry parts vibratory conveying. Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on. IEEE, 2014. p. 2170-2175.

[5] Petrov M., I. Ganchev, A. Taneva., Fuzzy PID Control of Nonlinear Plants. Proceedings of the IEEE International Symposium on "Intelligent Systems", Varna, Bulgaria, 10 - 13 September, 2002, IEEE Catalog Number 02EX499, ISBN 0-7803-7601-3, Vol. 1, pp. 30 - 35.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ГЛОБАЛНА СИНХРОНИЗАЦИЯ НА ТРИ ИДЕНТИЧНИ ХАОТИЧНИ СИСТЕМИ

GLOBAL SYNCHRONIZATION OF THREE IDENTICAL CHAOTIC SYSTEMS

Hristina Stoycheva
Technical University of Gabrovo

Abstract

In this paper, a global chaos synchronization scheme of three novel identical systems is achieved. By choosing proper coupling parameters, the states of all the three systems can be synchronized. Some mathematical formulas and relations are presented. System attractor, time responses for the system, and the errors are graphically presented.

Keywords: chaos; global synchronization, three identical systems.

ВЪВЕДЕНИЕ

Смятана за третото революционно откритие във физиката след теория на относителността и квантовата механика, теория на хаоса е подробно проучвана в последните десетилетия. Хаосът е сложно динамично поведение на системите, притежаващо редица специфични свойства, като най-характерното от тях е силна чувствителност към малки изменения в началните условия и/или параметрите на системата [1]. С такова поведение се описват процеси в различни области като физика [2], химия [3], екология [4], еволюционна динамика [5], защитени комуникации [6] и други.

Управлението и синхронизацията на хаотичните системи са теми на интензивни изследвания през последните години. Под понятието синхронизация на хаотични системи се разбират процеси, при които две или повече хаотични системи, еквивалентни или не по структура и параметри, приспособяват динамиката си една към друга чрез свързване помежду им [7]. Съществена характеристика на преобладаващата част от известните методи за хаотична синхронизация е, че при тях се цели функциите на разсъгласуване или разликите между съответните променливи на хаотичните системи да клонят към нула, т.е. системите да синхронизират динамиката си [8]. Основна сфера на практическо приложение на хаотичната синхронизация са защитените комуникации. Хаотични синхронизационни системи се използват в различни видове комуникационни системи или системи за криптиране на текст, изображения и видео, като най-често се изследват системи за защитени комуникации базирани на синхронизация между две хаотични системи.

В настоящата статия се постига глобално синхронизирано поведение между три идентични хаотични системи с квадратични нелинейности. Управляващите функции са синтезирани на основата на втория метод на Ляпунов, приложен върху системата от разсъгласуването между трите хаотични системи. Предложената синхронизационна схема може да се разглежда като една многостепенна хаотична система, която от своя страна може да се използва като основа за реализирането на система за защитени комуникации.

ИЗЛОЖЕНИЕ

При задачите за синхронизация на хаотични системи най-често се синтезира синхронизационна схема между еднотипни, непрекъснати системи с еднопосочна връзка

между тях. Следният обобщен запис служи за представяне на синхронизационната схема:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(\mathbf{x}) + u_i \\ \dot{y} = g(\mathbf{y}) + v_i \\ \dot{z} = h(\mathbf{z}) + w_i \end{cases} \quad (1)$$

където $\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z} \in \mathcal{R}^n$ са вектори на състоянието, $f(\mathbf{x}), g(\mathbf{y}), h(\mathbf{z}) \in \mathcal{R}^n$ са непрекъснати нелинейни функции, а u_i, v_i, w_i $(i = 1,2,3)$ са управляващите сигнали към системата.

За да се осъществи глобална синхронизация между системите (1), се търсят такива управления u_i, v_i, w_i $(i = 1 \div 3)$, че да се изпълни условието:

$$\lim_{t\to\infty} \dot{\mathbf{e}}(t) = 0 \quad (2)$$

където функцията на разсъгласуване между системите $\dot{\boldsymbol{e}}(t)$ има следния вид:

$$\dot{\mathbf{e}} = (\dot{e}_1, \dot{e}_2, \dot{e}_3) = (\dot{e}_{1i}, \dot{e}_{2i}, \dot{e}_{3i}) = (\dot{x}_i - \dot{y}_i, \dot{y}_i - \dot{z}_i, \dot{z}_i - \dot{x}_i) \quad (3)$$

Синтезът на управление се реализира на основата на втория метод за устойчивост на Ляпунов, където се търси такава функция $V(\mathbf{e})$, която да отговаря на условията:

$$V(\mathbf{e}) > 0, \ \forall \mathbf{e} \neq 0, \quad (4)$$

$$V(\mathbf{e}) = 0, \ \mathbf{e} = 0, \quad (5)$$

$$\frac{dV(\mathbf{e})}{dt} < 0, \ \forall \mathbf{e} \neq 0. \quad (6)$$

С цел да се изпълнят трите условия, най-често избраната функция на Ляпунов е квадратична функция от отделните съставящи на вектора **e**, например:

$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2}\left(e_{1i}^2 + e_{2i}^2 + e_{3i}^2\right). \quad (7)$$

Изпълнението на третото условие ще се търси чрез подходящ синтез на управляващите функции u_i, v_i, w_i $(i = 1 \div 3)$. Те трябва да бъдат така синтезирани, че за първата производна на функцията $V(\mathbf{e})$ да се получи отрицателно определен израз, например от типа:

$$\frac{dV(\mathbf{e})}{dt} = -k_{1i}e_{1\mathrm{i}}^2 - k_{2\mathrm{i}}e_{2\mathrm{i}}^2 - k_{3i}e_{3i}^2, \quad (8)$$

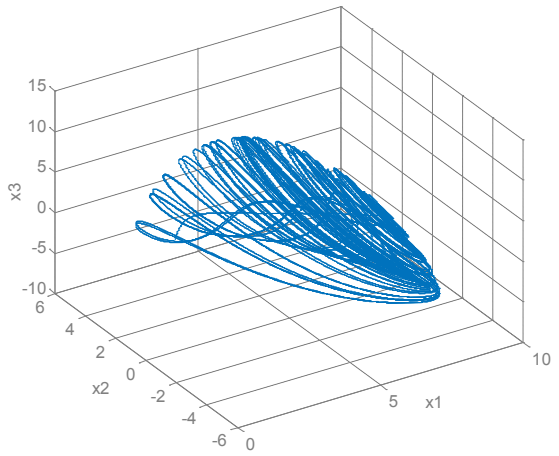
където при положителни константи k се изпълнява условието (6).

Обект на изследване в настоящата статия е прост абстрактен математичен модел на автономна система със сложна хаотична динамика, която съдържа две квадратични нелинейности [9]. Хаотичната система от трети ред, открита през 2016г. от V. Sundarapandian се представя чрез следните уравнения:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= ax_1 - bx_2 - x_3 + cx_1x_2 - p(x_1^2 + x_2^2) \end{aligned} \quad (9)$$

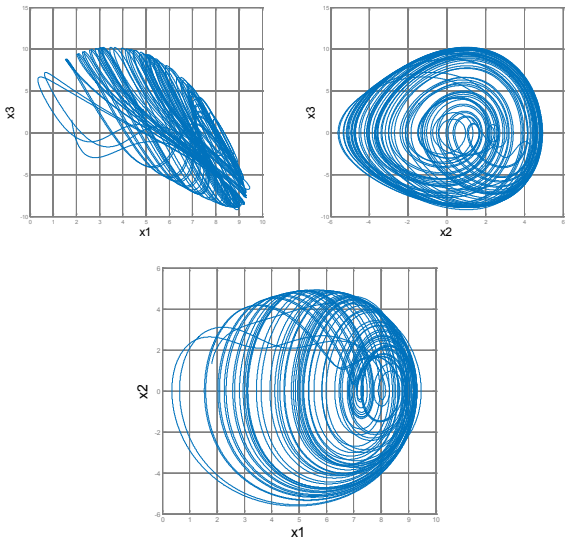
където $x_i(t), (i = 1 \div 3)$ са променливите на системата, а a, b, c и p са нейните параметри.

За стойности на параметрите $a = 7.5$, $b = 4$, $c = 0.03$ и $p = 0.9$ системата има хаотичен характер. Моделът (9) е симулиран в среда на MATLAB/Simulink с произволно избрани начални условия: $x_1(0) = 1.8$, $x_2(0) = 1.3$ и $x_3(0) = 1.6$, като полученият хаотичен атрактор е показан на фиг. 1.



***Фиг. 1**. Хаотичен атрактор в пространството на състоянието*

На фиг. 2 са показани проекциите на хаотичния атрактор в трите фазови равнини: (x_1, x_2), (x_2, x_3) и (x_1, x_3).



***Фиг. 2**. Проекции на хаотичния атрактор във фазовите равнини*

Нека се синтезира синхронизационна схема от типа (1), с три идентични системи от вида (9):

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + u_1\\ \dot{x}_2 &= x_3 + u_2\\ \dot{x}_3 &= ax_1 - bx_2 - x_3 + cx_1x_2 - p(x_1^2 + x_2^2) + u_3\end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}\dot{y}_1 &= y_2 + v_1\\ \dot{y}_2 &= y_3 + v_2\\ \dot{y}_3 &= ay_1 - by_2 - y_3 + cy_1y_2 - p(y_1^2 + y_2^2) + v_3\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2 + w_1\\ \dot{z}_2 &= z_3 + w_2\\ \dot{z}_3 &= az_1 - bz_2 - z_3 + cz_1z_2 - p(z_1^2 + z_2^2) + w_3\end{aligned} \tag{12}$$

Като се вземе в предвид избраната функция на разсъгласуване между системите (3), отделните системи на грешките могат да се запишат като:

$$\begin{aligned}\dot{e}_{11} &= \dot{x}_1 - \dot{y}_1 = x_2 - y_2 + u_1 - v_1\\ \dot{e}_{12} &= \dot{x}_2 - \dot{y}_2 = x_3 - y_3 + u_2 - v_2\\ \dot{e}_{13} &= \dot{x}_3 - \dot{y}_3 = a(x_1 - y_1) - b(x_2 - y_2) - x_3\\ &\quad + y_3 + c(x_1x_2 - y_1y_2)\\ &\quad - p[(x_1^2 + x_2^2) - (y_1^2 + y_2^2)] + u_3\\ &\quad - v_3\end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned}\dot{e}_{21} &= \dot{y}_1 - \dot{z}_1 = y_2 - z_2 + v_1 - w_1\\ \dot{e}_{22} &= \dot{y}_2 - \dot{z}_2 = y_3 - z_3 + v_2 - w_2\\ \dot{e}_{23} &= \dot{y}_3 - \dot{z}_3 = a(y_1 - z_1) - b(y_2 - z_2) - y_3\\ &\quad + z_3 + c(y_1y_2 - z_1z_2)\\ &\quad - p[(y_1^2 + y_2^2) - (z_1^2 + z_2^2)] + v_3\\ &\quad - w_3\end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned}\dot{e}_{31} &= \dot{z}_1 - \dot{x}_1 = z_2 - x_2 + w_1 - u_1\\ \dot{e}_{32} &= \dot{z}_2 - \dot{x}_2 = z_3 - x_3 + w_2 - u_2\\ \dot{e}_{33} &= \dot{z}_3 - \dot{x}_3 = a(z_1 - x_1) - b(z_2 - x_2) - z_3\\ &\quad + x_3 + c(z_1z_2 - x_1x_2)\\ &\quad - p[(z_1^2 + z_2^2) - (x_1^2 + x_2^2)] + w_3\\ &\quad - u_3\end{aligned} \tag{15}$$

От системите на разсъгласуване могат да се изведат следните зависимости:

$$\begin{aligned}u_1 - v_1 &= -x_2 + y_2 - k_{11}e_{11}\\ u_2 - v_2 &= -x_3 + y_3 - k_{12}e_{12}\\ u_3 - v_3 &= -a(x_1 - y_1) + b(x_2 - y_2) + x_3 - y_3\\ &\quad - c(x_1x_2 - y_1y_2)\\ &\quad + p[(x_1^2 + x_2^2) - (y_1^2 + y_2^2)]\\ &\quad - k_{13}e_{13}\end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}v_1 - w_1 &= -y_2 + z_2 - k_{21}e_{21}\\ v_2 - w_2 &= -y_3 + z_3 - k_{22}e_{22}\\ v_3 - w_3 &= -a(y_1 - z_1) + b(y_2 - z_2) + y_3 - z_3\\ &\quad - c(y_1y_2 - z_1z_2)\\ &\quad + p[(y_1^2 + y_2^2) - (z_1^2 + z_2^2)]\\ &\quad - k_{23}e_{23}\end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned}w_1 - u_1 &= -z_2 + x_2 - k_{31}e_{31}\\ w_2 - u_2 &= -z_3 + x_3 - k_{32}e_{32}\\ w_3 - u_3 &= -a(z_1 - x_1) + b(z_2 - x_2) + z_3 - x_3\\ &\quad - c(z_1z_2 - x_1x_2)\\ &\quad + p[(z_1^2 + z_2^2) - (x_1^2 + x_2^2)]\\ &\quad - k_{33}e_{33}\end{aligned} \tag{18}$$

Управляващите функции u_i, v_i, w_i $(i = 1 \div 3)$ се избират както следва:

$$\begin{aligned}u_1 &= 0\\ u_2 &= -x_3 + y_3 - k_{12}e_{12}\\ u_3 &= a(z_1 - x_1) - b(z_2 - x_2) - z_3 + x_3\\ &\quad + c(z_1z_2 - x_1x_2)\\ &\quad - p[(z_1^2 + z_2^2) - (x_1^2 + x_2^2)]\\ &\quad + k_{33}e_{33}\end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}v_1 &= x_2 - y_2 + k_{11}e_{11}\\ v_2 &= 0\\ v_3 &= -a(y_1 - z_1) + b(y_2 - z_2) + y_3 - z_3\\ &\quad - c(y_1y_2 - z_1z_2)\\ &\quad + p[(y_1^2 + y_2^2) - (z_1^2 + z_2^2)]\\ &\quad - k_{23}e_{23}\end{aligned} \tag{20}$$

$$\begin{aligned}w_1 &= -z_2 + x_2 - k_{31}e_{31}\\ w_2 &= y_3 - z_3 + k_{22}e_{22}\\ w_3 &= 0\end{aligned} \tag{21}$$

Отчитайки функциите $(13 \div 15)$, избраната квадратична функция на Ляпунов (7) добива вида:

$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2}(e_{11}^2 + e_{12}^2 + e_{13}^2 + e_{21}^2 + e_{22}^2 + e_{23}^2 + e_{31}^2 + e_{32}^2 + e_{33}^2) \quad (22)$$

След диференциране спрямо времето, се получава:

$$\dot{V} = e_{11}\dot{e}_{11} + e_{12}\dot{e}_{12} + e_{13}\dot{e}_{13} + e_{21}\dot{e}_{21} + e_{22}\dot{e}_{22} + e_{23}\dot{e}_{23} + e_{31}\dot{e}_{31} + e_{32}\dot{e}_{32} + e_{33}\dot{e}_{33} \quad (23)$$

Трите идентични хаотични системи дадени с уравненията (10), (11) и (12) са глобално синхронизирани за всички начални стойности посредством управляващите функции (19), (20) и (21), където константите k_{ij}, $(i,j = 1 \div 3)$ са положителни.

Доказателство за това твърдение е, че избраната функция $V(\mathbf{e})$ на Ляпунов в уравнение (22) е квадратична и положителна функция в множеството $\Re^3$. След кратки математически преобразувания се получава следното уравнение за $\dot{V}$:

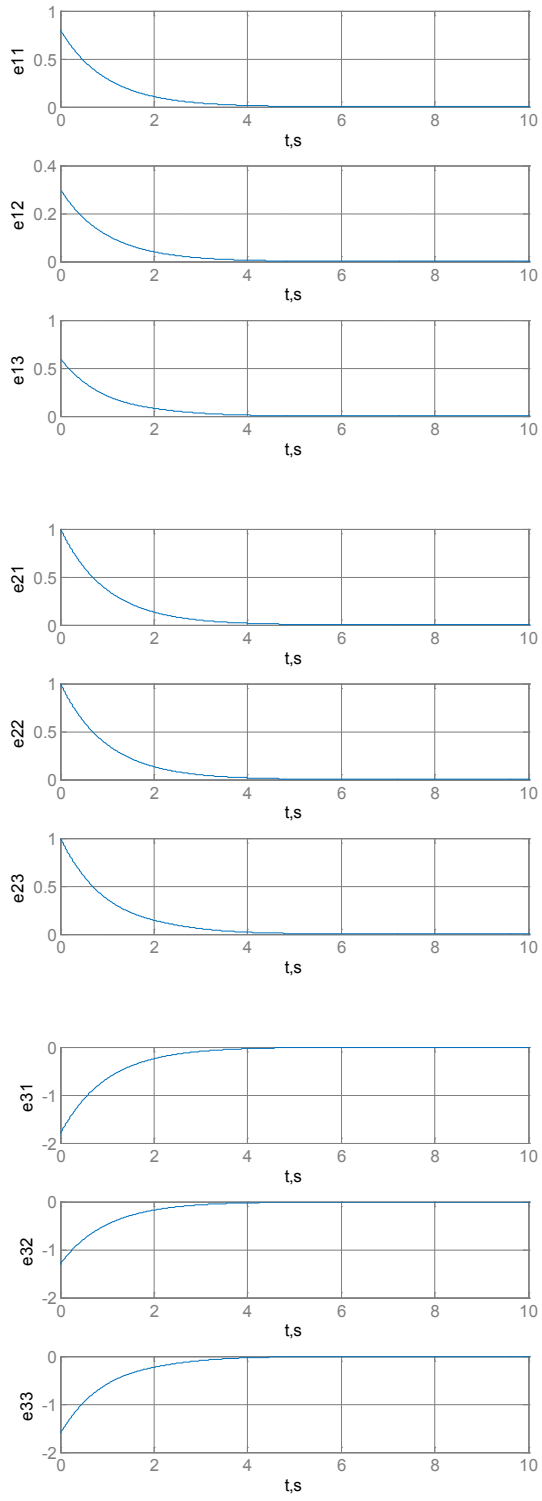
$$\dot{V} = -k_{11}e_{11}^2 - k_{12}e_{12}^2 - k_{13}e_{13}^2 - k_{21}e_{21}^2 - k_{22}e_{22}^2 - k_{23}e_{23}^2 - k_{31}e_{31}^2 - k_{32}e_{32}^2 - k_{33}e_{33}^2 \quad (23)$$

От (23) е ясно, че първата производна на $V(\mathbf{e})$ е отрицателно определена, с което функцията $V(\mathbf{e})$ отговаря на условията на втория метод за устойчивост на Ляпунов.

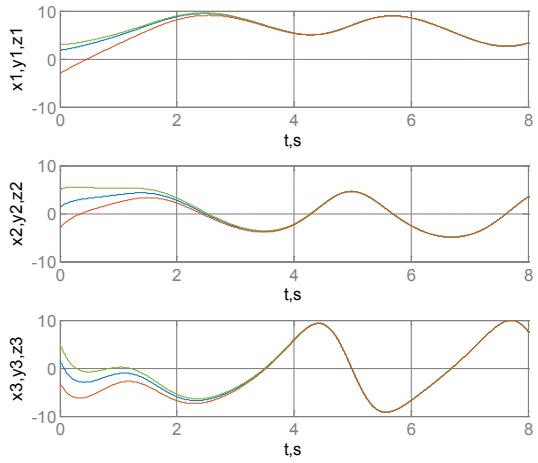
Синхронизационната схема между трите системи (10÷12) с управляващи функции (19÷21) с коефициенти $k_{ij} = 1$, $i,j = 1 \div 3$ е реализирана и симулирана в среда на MATLAB/Simulink.

Началните условия на системите са съответно $x(0) = [1.8\ 1.3\ 1.6\ ]^T$, $y(0) = [3\ 5\ 5]^T$ и $z(0) = [-3\ -3\ -3]^T$, като и трите набора са избрани произволно.

На фиг. 3 са представени получените функции на разсъгласуване (13÷15), които графично потвърждават настъпването на режим на глобална хаотична синхронизация около петата секунда от преходния процес.



***Фиг. 3**. Функции на разсъгласуване e_{ij}, $i,j = 1 \div 3$*



***Фиг. 4**. Съвместната динамика на променливите на трите хаотични системи.*

От фиг. 4, на която е показана съвместната динамика на променливите на трите хаотични системи $x_i(t), y_i(t)$ и $z_i(t)$ $i = 1 \div 3$, става ясно, че след края на преходния процес състоянията на трите системи стават напълно идентични.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основата на втория метод за устойчивост на Ляпунов, успешно е получено синхронно поведение на три идентични хаотични системи. Синтезираната хаотична синхронизационна схема на база три идентични глобално синхронизирани хаотични системи, може да се разглежда като една многостепенна хаотична система, която лесно може да се внедри в система за защитени комуникации. Представения подход може да се приложи при синхронизация на повече от три хаотични системи. Посредством някои леки корекции, синтезираната хаотична синхронизационна схема може да се изгради на база три хиперхаотични системи. Това ще доведе до повишаване на нивото на защита при изграждане на система за защитени комуникации.

REFERENCE

[1] Р. Радев, Хаос и управление, Габрово 2004г.
[2] S. Boccaletti, C. Grebogi, “The control of chaos: theory and applications”, Physics Reports, vol. 329, pp. 103-197, 2000.
[3] Y. N. Li, L. Chen, Z. S. Cai, X. Z. Zhao, “Experimental study of chaos synchronization in the Belousov-Zhabotinsky chemical system,” Chaos, Solitons & Fractals, vol. 22, no. 4, pp. 767-771, 2004.
[4] B. Blasius, A. Huppert, and L. Stone, “Complex dynamics and phase synchronization in spatially extended ecological system,” Nature, vol. 399, pp. 354-359, 1999.
[5] Nowak, M. A., May, R. M. (1992). Evolutionary games and spatial chaos. Nature, 359(6398), 826-829.
[6] S. Qu, X. Wang, M. Gong, “Secure Communication Based on Synchronization of Unified Chaotic Systems,” International Conference on Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing, pp. 1336 – 1339, 2008.
[7] Pecora, L., Carroll, T., “Synchronization in chaotic systems,” Physical Review Letters, vol. 64, pp. 821-824, 1990.
[8] Pecora, L. *et.al.* Fundamentals of synchronization in chaotic systems, concepts, and applications. Chaos 7(4), 1997, pp.520-543.
[9] Vaidyanathan, S. "A novel 3-D jerk chaotic system with three quadratic nonlinearities and its adaptive control." Archives of Control Sciences 26.1, 2016: pp. 19-47.

PRECISION FILLING CONTROL APPLICATION WITH PLC FOR BIG BAG SCALE AUTOMATION

Asst. Prof. Aydın GÜLLÜ, PhD
Trakya University

Emrah AYDIN
Trakya University

Ozan AKI, PhD
Trakya University

Assoc. Prof. Hilmi KUŞÇU PhD
Trakya University

Abstract

In this study, we designed a big bag scaling machine. Control of the designed machine is provided by PLC (Programmable Logic Controller). With the developed software, the weighing function is provided precisely and quickly. The weight information was sent to the PLC via modbus in the weighing using three load cells. The filling speed is controlled by the data processed on the PLC. Filling is slowed by the amount of weight. PI control method is used for fill control. In tests made for 1000 kg filling, a more precise filling is made to the conventional filling method. Also the filling time is reduced by 35s from 50s.

Keywords: Automation, PLC Control, Big Bag Scaling

INTRODUCTION

The storage of powder, granules or particulate matter was preceded by stacking. In this case, stock information must be kept in order to detect the remaining product when using the products. In addition, storage in the form of stacks can be reduced due to environmental factors (wind, rain, etc.). Due to the constant increase in costs, the follow up, protection and hiding of the product from production to consumption has become important. For this reason, many factory products are not clearly stacked. They are stored in packets of known weight [1-2]. This makes it very convenient for the products to be ordered and shipped. This makes it very convenient for the products to be ordered and shipped. In this context, large sack weighing machines are produced in the sector [3]. These machines are a variety of products to fill sacks weighing the desired weight. Examples are shown in Figures 1 big bag agricultural machinery.

Fig. 1. Big Bag Scale Machines Examples

The working principle of the two machines shown in FIG. 1 is based on measuring the weight of the suspended sacks. At the same time when the product is fed from the top of the machines, the bag hanging on the arms is weighed and when the desired mass is reached, the entrance of the bag is cut off [4-5]. Similar to these machines, they are available in machines that pre-weigh the product and empty the bag when desired.

In this study, a machine that pre-weighed was designed and automated [6]. The weighing machine to be designed is used for rice weighing and obtained for the rice brine product. The product mass of 200-1500 kg entered by the user through the touch panel (HMI) is weighed in the bunker and transferred to the bag when desired. It is also developed various mechanisms for sack transport according to the factory environment. Sack weighing machines are not in contact with the ground. For this reason sack lifting and lowering mechanism is necessary. In the pre-weighing machines, product entry and product output are controlled [7-9]. In Chapter 2, we will refer to the hardware used in machine automation. The software and control algorithms developed in Chapter 3 are discussed. Finally, section 4 gives the results.

WEIGHING AUTOMATION HARDWARE

Big bags weighing automation is planned in two parts. Delta DVP14SS211R PLC was used as hardware to run software in the system and to control other hardware. Delta DOP-B07S410 HMI touch panel is used for user input. [10] These enhancements have been programmed for proper operation. Product flow control during filling is provided by pneumatic pistons. Two double acting pneumatic pistons with a diameter of 40mm and a distance of 300mm were used. The designed filling system is shown in figure 2.

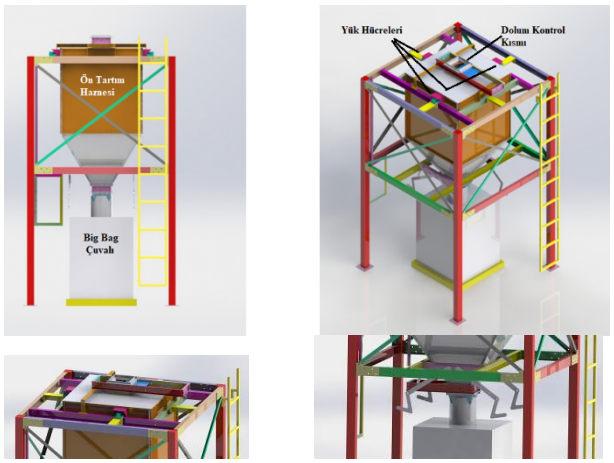


Fig. 2. Design of Big Bag Scale Machine

One of the pistons is located in the unloading section. This piston movement is provided by a 3 way 2 position spring return valve. Control is turned on and off. When requested, discharge is provided by outputting by PLC. When the output signal is interrupted, it is closed again. A proportional 5/3 valve of MPOE model of Festo with 0-10V input voltage for fill control was used [11].

The piston clearance was measured by placing a linear ruler on the piston. It is back-controlled by an in-field flow plunger with a 30x30cm square cross-section. The rice grains flowing from a section with a cross-section of 900 cm2 are quickly filled into the reservoir located on the bottom. The upper filling part and the bag discharging parts are as shown in fig2.

The filling is measured by three load cells attached to the body and weighing the pre-weighing chamber. The analog value from the load cells is converted to mass data. An internal converter is used. The converter communicates on the Modbus communication protocol with the PLC and transfers the mass information instantaneously.

SOFTWARE AND CONTROL ALGORITHMS

The mechanical structure of the sack weighing machine and the equipment used are explained in chapter 2. The software is encoded on a programmable logic controller (PLC) that provides control of the machine. Two pieces of information are received from the machine for the control function. These are mass knowledge. The mass is measured from three load cells connected to the pre-weighing chamber. The resistance generated by the displacement of the load cells is converted to weight or mass information by a value transformer. Then the information is transferred PLC via, Modbus. The information obtained is the raw mass information. The second information is the level of openness of the filling section. The 30x30cm wide area is controlled by a pneumatic piston. The forward movement of the piston reduces the span. Therefore, the amount of mass entering the pre-weighing chamber is also decreasing.

Clearance information was obtained with a linear ruler placed on the piston for aperture control. This information is read as 0-10V for 0-30cm. The general control block diagram of the system is given in Fig 3.

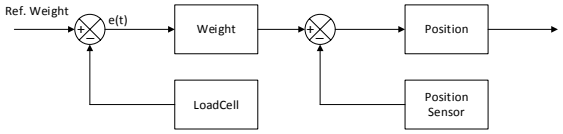


Fig. 3. *Control Block Diagram without PI*

In the control process, firstly a double-stage control method, which is found in many machines available, has been tried. In this method, filling is achieved with a 100% clearance up to a predefined threshold mass level, but when the level is reached, the piston clearance is reduced by about 90%. This level is to be filled until the final mass value is reached after shrinking. Once the target is reached, it is completely closed. This process is done with two separate pistons to offer a more economical cost. In this study, first experiments were carried out by the double stage filling method. When the brass machine in the storage bin (bunker) is commanded, it fills the pre-weighing chamber and when reaching 950 kg, the opening is narrowed to 27 cm. After that, full filling of 1000 kg is stopped and the sack is emptied. This process takes 50 seconds.

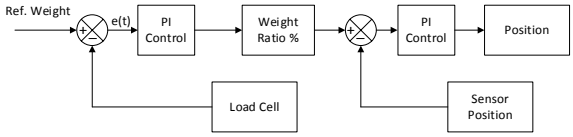


Fig. 4. *PI Control Block Diagram*

In order to find a dynamic ratio according to the error value instead of the pre-defined ratio, a PI-inspected control model was created. For the control function, two separate PI controls have been applied for both filling rate assignment and piston position control.

The PI supervised block diagram developed for the control of the soil is shown in Fig 4. The coefficients for two separate PI controls are given separately. The complete state of the system is shown in Fig 5.

Fig. 5. *Big Bag Scale Automation*

CONCLUSION

In this study, design, production and application of large sack weighing automation have been realized. The PI controller is used for the system to be able to work fast and precise filling. System control is provided by means of a program developed on a programmable logic controller (PLC). Touch human machine interface (HMI) has been used to enable users to enter data and to track values. The PI controlled filling control developed by the classical and widely used double stage filling control has been tested separately. The data for rice weighing was also filled in 50 seconds for 1000 kg with the double stage filling method, whereas the filling was carried out in PI for 35 seconds.

Because the mechanical properties of the machine are the same, the PI-controlled filling time is faster. Only the control method has been changed by keeping the mechanical factors affecting the filling speed (product type, dimensions of filling chamber etc.) constant. In the dual stage system, the fill mass is weighed properly because there is very little mass transit when the predefined section is reached. This increases the fill time.

REFERENCE

[1] Bag filling and weighing machine. 1965, Google Patents.
[2] Lau, E.M., Bag filling machine. 1960, Google Patents.
[3] Wehling, M., Packing machine and method for filling open sacks. 2017, Google Patents.
[4] ŞTI, A.L. Big Bag Kantarları. 2017 [Erişim Tarihi 2017 25.05.2017]; Erişim Yeri: https://akyurekltd.com/tr/Big-Bag-Kantari-75s.html.
[5] Makina, A. Kantar. [Erişim Tarihi 2017 04.04.2017]; Erişim Yeri: http://arcmakina.com.tr/.
[6] Huilin, S. and C. Chengmao, Research and Improvement of DB8320 Packaging Machine Weighing Control System. Journal of Agricultural Mechanization Research, 2016. 7: p. 030.
[7] Vollenkemper, W., Packaging machine and method for filling bags. 2017, Google Patents.
[8] Freitas, R., L. Faroni, and A. Sousa, Hermetic storage for control of common bean weevil, Acanthoscelides obtectus (Say). Journal of Stored Products Research, 2016. 66: p. 1-5.
[9] Van Mill, M.D., R.J. Schlimgen, and S.W. Gerdeman, Weight-based chute control for a farm implement. 2016, Google Patents.
[10] Delta, PLC, HMI and Automation, Delta, Editor. 2016.
[11] Festo, MPYE, Festo, Editor. 2017.

ANDROID BASED ONLINE INDUCTION MOTOR TORQUE ANALYSIS AND CONTROL TOOL

Fatih Issi
Cankiri Karatekin University

Orhan Kaplan
Gazi University

Mustafa Karhan
Cankiri Karatekin University

Abstract

Engineering training theory and application to consists of two sections. Theoretical training as well as importance of application is quite big, but it is quite difficult to provide a separate set of experiments for each student in laboratory applications. For this reason the online laboratory systems are being developed. In this study, a real-time online control system for induction motor torque analysis was developed. Students can remotely perform torque analysis of induction motor via smartphones, tablets and media players with Android OS. The analysis is calculated by running a real induction motor at different frequency values and measuring the voltage and current values. Also at different frequencies, the student can view the motor speed, winding voltage, current and load status in real time. The results of the analysis are visualized by the prepared MATLAB application and transferred to the students. The student can record the results of the experiment on the device. Torque testing can be performed by connecting the students remotely from the laboratory.

Keywords: torque analysis, android, virtual laboratory, remote control,

INTRODUCTION

Laboratories in applied educational sciences constitute an important part of teaching. Students overcome the difficulties they have experienced in adapting the theoretical knowledge by doing laboratory experiment[1]. By the visualiation of obtained datas from experimental set is extremely easy to overcome difficulties. Also, in laboratories there hasn't no experimental set for most of student. In addition, each student does not have a separate set of experiments in the laboratory. For this reason, it takes a long time for all students to complete their laboratory activities. In order to solve these problems, remote laboratory applications are being developed, which allows the student to reinforce the theory at any time. In the literature, there are many studies about remote education and laboratory applications made in different areas[2-9].

These studies are usually done via a computer. With the rapid development of portable device technology, these applications can be adapted to smartphones and tablets. In this study, a remote access laboratory application was presented to analyze the torque values produced by three-phase asynchronous motors at different frequency values. The data obtained as a result of the torque analysis are delivered to the student with a report. The tool also allows the student to have free control of the asynchronous motor and can transmit many parameters in real time, such as the motor's operating voltage, current, load status, speed and load status.

HARDWARE

The experimental set consists of the server computer, asynchronous motor, frequency converter, control card and current-voltage measurement cards. The experimenta al is shown in Fig.1.

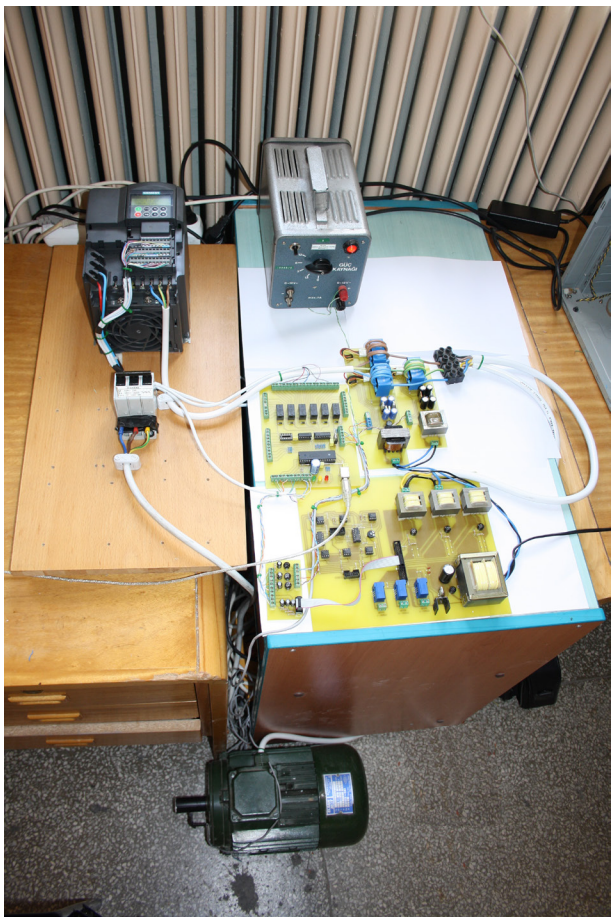


Fig. 1. *Experimental set*

Experimental set control structure is presented Fig. 2.

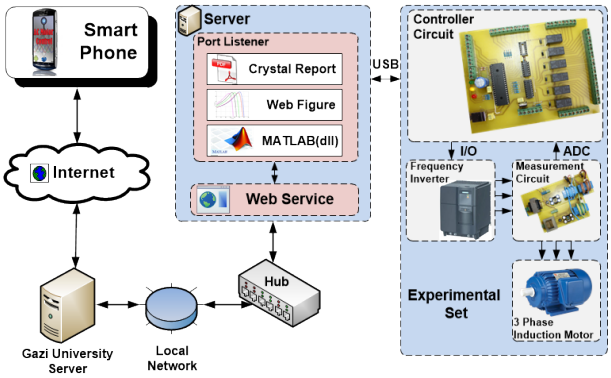


Fig. 2. *Experimental set control structure*

Control card is connected to server via USB port and controls frequency converter via pinout. Additionally, it measures voltage and current values using measurement circuit.

SOFTWARE

The designed study consists of 4 main software parts. These are the software designed for the Android device, a web service application that provides internet access to the device, a microcontroller application that provides port listening application that provides connection with the experiment set and experimental set control application. The block diagram of the software infrastructure is shown in Fig. 3.

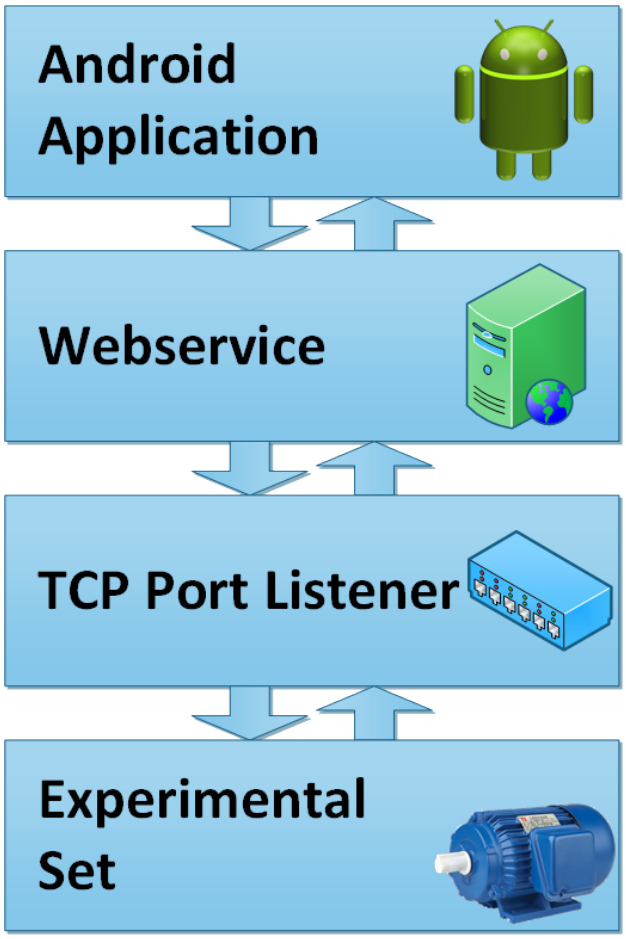


Fig. 3. *Software infrastructure block diagram*

ANDROID APPLICATION

The designed experimental set uses a smartphone with an Android operating system to interact with the user. It is intended to be compatible with Android API 23 (6.0.1) and lower versions for the purpose of supporting the work by multiple devices. Developed Android application splash screen is shown in Fig. 4(a). After the application launch is completed, the user's experiment set menu is displayed as presented in Fig.4(b).

(a) (b)

Fig. 4. *(a) Application splash screen, (b) experiment set menü*

In the application, there are 2 different experimental studies depending on the user selection. The flow chart of the Android application required to control experimental work is shown in Fig. 5.

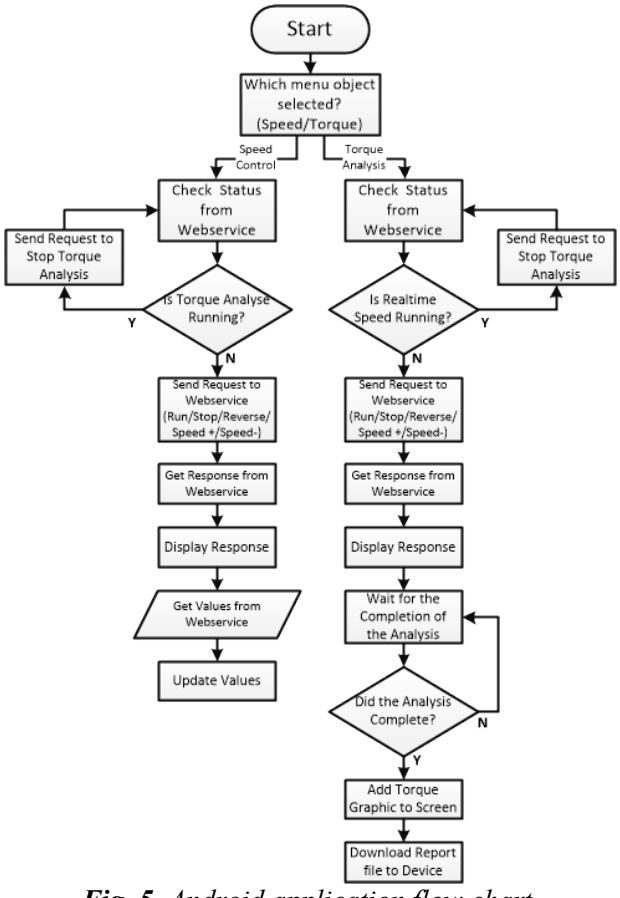


Fig. 5. *Android application flow chart*

In the first option, there is a working mode in which the user can provide speed and direction control of the asynchronous motor and also monitor the motor parameters in real time. Fig. 6 shows the real-time control application screen.

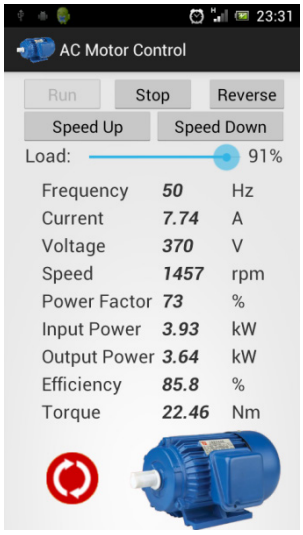


Fig. 6. *Real time control application screen*

In the real-time control application, the user must touch the "Run" button to start the asynchronous motor. With the button is touched, the mobile device sends the command to the server computer to run the web service application via the internet connection. When the command transmission is completed, the asynchronous motor starts to work and the motor parameters are measured by the control card and sent back to the mobile device. By taking all the parameters in the real time control screen and updates 5 sec intervals. The rotation direction of the asynchronous motor is displayed visually on the screen throughout the engine run time.

With the engine running, the "Stop" and "Reverse" buttons on the control screen become active. The user touches the "Stop" button and sends the command to the experimental set to stop the engine. In addition, the direction of rotation of the motor when the engine is running can be changed by touching the "Reverse" button.

Torque analysis is which working mode the second part of the application, is started by selecting the "Torque Analysis" menu item. Torque analysis start screen is shown in Fig.7.

Fig. 7. *Torque analysis start screen*

The torque analysis process by touching the "Start Analysis" button sends the necessary commands to the web service application to initiate the analysis to the port listening application. The analysis process is completed by the port listening application and the results are transferred to the mobile device via web service application. The analysis processing structure is given in detail in the port listening application section. Upon completion of the analysis process, the "Report" button on the screen becomes active. With the button, the torque analysis experiment can be downloaded to the mobile device as the resulting PDF document. Experimental results can be documented and archived by this way.

WEB SERVICE APPLICATION

A web service application is designed with the aim of providing an internet connection between the Android device and the experimental set. The application is prepared using Microsoft .NET 4.0. This application evaluates the commands from the mobile device and adjusts the predetermined application port. The command from the Android application is sent to the port listening software using the set port. A transmission information is sent from the port listening application in order to ensure that the transmitted command is transmitted to the port listening software. Motor command is provided and the engine parameters are provided in the port listening application. With command transmission, motor operation is provided and motor parameters are provided in the port listening application.

The obtained data is updated on Android application screen and real time monitoring is realized. The flow diagram of the web service application is shown in Fig.8.

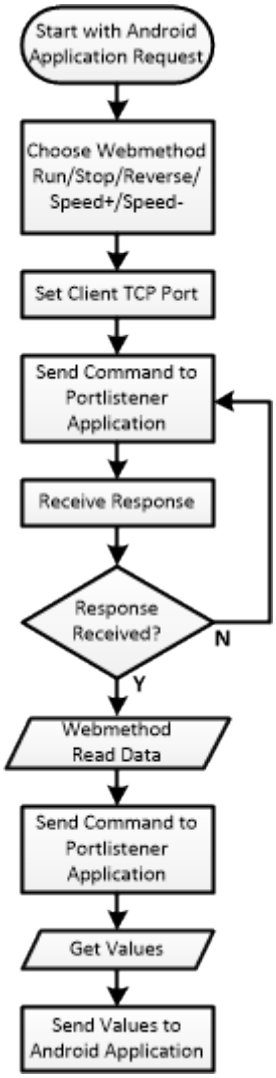


Fig. 8. *Flow chart of the web service application*

PORT LISTENING APPLICATION

Connection between web service application and experiment set is realized through port listening application. Depending on the incoming command, two different application flow controls are used. The port listening application flow diagram is shown in Fig. 9.

One of these, the flow of real-time speed, direction control, and processing required for parameter tracing operation. When the real-time control operation command is transmitted by the web service application, the experimental set detects whether the micro

controller application is to start / stop / change direction. Depending on the selected command, the necessary commands are sent to the test set application to obtain the parameters required for the monitoring operation.

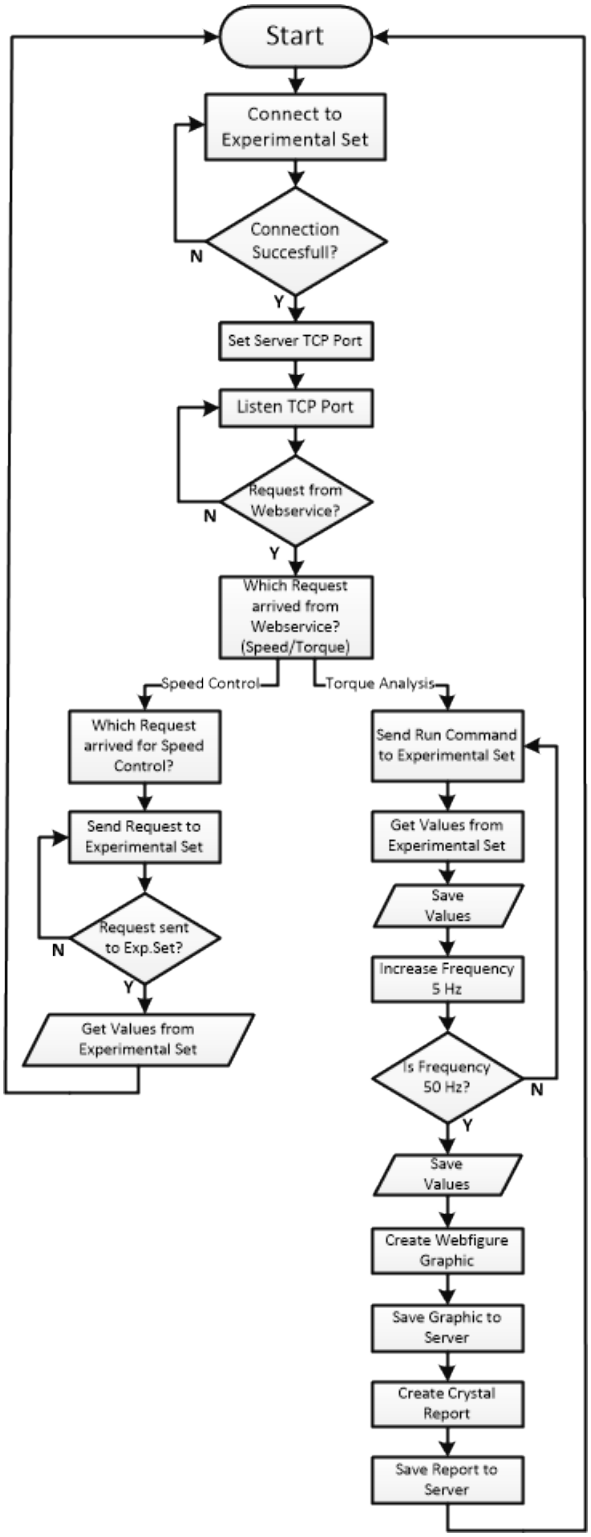


Fig. 9. *Port dinleme uygulaması akış diyagramı*

The parameters obtained are transmitted to the web service application and sent to the Android application.

Second part of the application is the process flow necessary for the torque analysis process. In this process, the analysis is started for the torque analysis with start command sent by the web service application.

At the beginning of the analysis, the asynchronous motor is operated at a frequency of 50 Hz. All parameters are stored in the micro controller memory in the process of motor acceleration and maximum speed reach. Data for this frequency value is transmitted to the port listening application. After transferring the data, the frequency value of the applied voltage to the motor is reduced by 5 Hz. Depending on the re-tuned frequency value, the parameters are recovered and transferred to the port listening application. The process of obtaining the parameters ends with the motor decreasing to the frequency value of 25 Hz. All the data obtained when this frequency value is reached are recorded.

The result of the analysis, stored datas are sent to the .NET library, which is created using the MATLAB Builder for NE toolbox. The transmitted data are used in the torque calculation process for each frequency value using a mathematical model. Torque-speed graph is obtained in MATLAB environment by performing torque analysis process. The chart is saved to the server and transferred to the android application via web service application. After this process, the chart is added to a report draft prepared using Crystal Report Service. The torque calculation using MATLAB is added to the report via the same service in the process. This report file prepared with report service is saved as PDF document and transferred to Android application. The torque analysis result screen is shown in Fig.10.

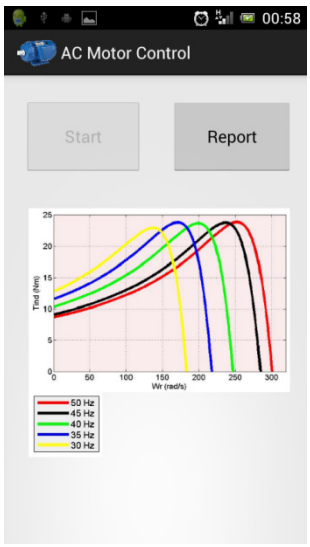


Fig. 10. *Torque analysis result screen*

CONCLUSION

As a result of the study, a real-time remote laboratory has developed for students who do not have enough facilities. The remote laboratory is based on the Android OS and has the possibility of being accessed easily. In this way, a remote asynchronous motor torque analysis experiment set is prepared. Experimental study results have been transferred to the user with the generated reports.

REFERENCE

[1] E. Granado, W. Colmenares, S. De Santis, L. Contreras, and O. Pérez, "Web based design of virtual teaching in the laboratory of automatic control," in *European Control Conference (ECC), 2003*, 2003, pp. 3273-3276: IEEE.

[2] D. Gubsky, V. Zemlyakov, and D. Lonkina, "Virtual laboratory for microwave engineers education," in *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, 2016, pp. 3451-3454: IEEE.

[3] J. A. O. Moody, R. E. S. Alonso, J.-J. G. Barbosa, and G. R. Morales, "Virtual laboratories for training in industrial robotics," *IEEE Latin America Transactions,* vol. 14, no. 2, pp. 665-672, 2016.

[4] M. Amer, M. Cortina-Puig, V. Martínez, J. Cruz, and J. Morral, "Implementation of a LabVIEW-based virtual laboratory," in *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*, 2015, pp. 3274-3277: IEEE.

[5] J. Aguilar-Peña, F. Muñoz-Rodríguez, C. Rus-Casas, and J. Fernández-Carrasco, "Blended learning for photovoltaic systems: Virtual laboratory with PSPICE," in *Technologies Applied to Electronics Teaching (TAEE), 2016*, 2016, pp. 1-6: IEEE.

[6] S. P. Francis, V. Kanikkolil, and K. Achuthan, "Learning curve analysis for virtual laboratory experimentation," in *Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2016 International Conference on*, 2016, pp. 1073-1078: IEEE.

[7] A. Desmoort, Z. De Grève, and O. Deblecker, "A virtual laboratory for the modeling of Wireless Power Transfer systems," in *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2015 International Conference on*, 2015, pp. 1353-1356: IEEE.

[8] A. V. Baranov, "Virtual students' laboratories in the physics practicum of the Technical University," in *Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), 2016 13th International Scientific-Technical Conference on*, 2016, vol. 1, pp. 326-328: IEEE.

[9] P. Bisták, "Matlab virtual laboratory for Moodle based on. NET technology," in *Emerging eLearning Technologies and Applications (ICETA), 2015 13th International Conference on*, 2015, pp. 1-1: IEEE.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА КАЧЕСТВОТО НА РАЗПИСАНИЕ НА УЧЕБНИТЕ ЗАНЯТИЯ

EXAMINING THE QUALITY OF UNIVERSITY CLASSES TIME-TABLE

Asst. Prof. Fatme Rashidova, PhD
Technical University of Gabrovo

Abstract

The purpose of this paper is to present the results of the research carried out in the automated preparation of timetabling with and without using of Optimization module. The optimization module is based on an integrated approach methodology for timetabling with a combination of priorities, weighting, and student satisfaction reporting in automated University information system for timetabling.

Keywords: timetabling, optimization, method, information system, automatic, priorities, satisfaction degree, weighting coefficients, an integrated approach methodology.

ВЪВЕДЕНИЕ

Направени са изследвания на качеството на разписа на учебните занятия (РУЗ) в Технически университет – Габрово. РУЗ се изготвя с помощта на автоматизирана информационна система (ИС) Разпис с внедрен модул за „Оптимизиране“. Модулът за „Оптимизиране” се базира на методология за интегриран подход за съставяне на РУЗ с обединение на определяне на приоритети, тегловни коефициенти и отчитане на степента на удовлетвореност на студенти (агенти) при автоматизираното изготвяне на разписанието на учебните занятия (АИРУЗ) [1-4].

Цел на настоящият доклад е представяне на резултати от направените изследвания при автоматизираното изготвяне на РУЗ с и без използване на модул „Оптимизиране“.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Изследването на качеството на съставения РУЗ е направено на два етапа. Първият етап на изследването е извършено без използване на модул „Оптимизиране“ на ИС Разпис. Вторият етап изследва качеството на съставения РУЗ с използване на модул „Оптимизиране“. Изследването е за период от една година за специалности „Автоматика, информационна и управляваща техника“ (АИУТ), „Техника и технология за опазване на околната среда“ (ТТООС) и „Икономика на търговията“ (ИТ). За всяко разписание се прави оценка на градацията на седемте показателя на качеството, които са определени в методология на интегриран подход за автоматизирано изготвяне на оптимално РУЗ с обединение на определяне на приоритети, тегловни коефициенти на показатели на качество и отчитане на степента на удовлетвореност на агенти [1-4]. Общият брой разписания изготвени за една учебна година е 120 (петнадесет специалности с четири курса на обучение през двете полугодия) и следователно изследването на качеството на съставения РУЗ обхваща двадесет процента от цялото РУЗ.

Основните показатели, по които е направено изследването са:

- ✓ ***Равномерно разпределение на “тежки” и “леки” дисциплини в разписа***

Под равномерно разпределение на **тежки** и ***леки*** дисциплини в разписа ще се разбира учебни часове за ден, от които 60% са тежки и 40% са леки дисциплини. Определението се базира на осредненото съотношение на тежките дисциплини спрямо всички дисциплини от учебния план на

специалностите в ТУ-Габрово, които се разпределят в РУЗ.

Съотношението на ***тежки*** дисциплини спрямо всички дисциплини за един учебен ден се определят по формула 1.

$$Td = \frac{Tdd}{Vdd} \times 100\ \%, \qquad (1)$$

Съотношението на ***леки*** дисциплини спрямо всички дисциплини за един учебен ден се определят по формула 2.

$$Ld = \frac{Ldd}{Vdd} \times 100\ \%, \qquad (2)$$

Степента на равномерното разпределение на ***тежки*** и ***леки*** дисциплини в съставения РУЗ се определя по формула 3.

$$R = \begin{cases} \frac{Td - 20}{40} \times 100\ \%, & \text{при } Td \in [20\% \div 60\%] \\ \frac{100 - Td}{40} \times 100\ \%, & \text{при } Td \in [60\% \div 100\%] \\ 0\ \%, & \text{при } Td < 20\% \end{cases}, \qquad (3)$$

където Tdd – тежки дисциплини на ден; Vdd – всички дисциплини за ден; Td - тежки дисциплини в разписа; Ld – леки дисциплини в разписа.

От направените изчисления следва, че тежките дисциплини са в границите на равномерно разпределение. По отделно за всяка специалност е показано процентното съотношение от реализацията на показателя в разписанието (табл. 1).

Табл. 1. *Съотношение на* ***тежки*** *и* ***леки*** *дисциплини в разписанието без използване на модул „Оптимизиране“*

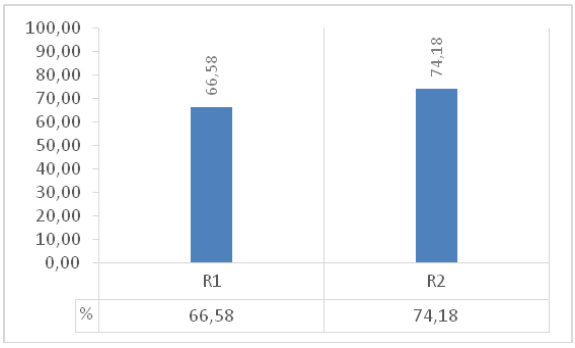
Курс	Полу годие	АИУТ		ТТООС		ИТ	
		Td, %	Ld, %	Td, %	Ld, %	Td, %	Ld, %
1	1	56	44	62.4	37.6	64.3	35.7
1	2	57	43	62	38	60	40
2	1	78.4	21.6	58.3	41.7	72	28
2	2	72.5	27.5	57.5	42.5	83	17
3	1	84	16	80	20	86.2	13.8
3	2	85.1	14.9	75	25	70	30
4	1	92	8	66.7	33.3	70.4	29.6
4	2	100	0	85.3	14.7	83	17
Общо		**78.1**	**21.9**	**68.4**	**31.6**	**73.6**	**26.4**

Аналогично са процентите на тежките и леките дисциплини в съставените 24 броя РУЗ с използване на модул „Оптимизиране“. Резултатите за всички разписания са дадени в табл. 2.

Табл. 2. *Съотношение на* ***тежки*** *и* ***леки*** *дисциплини в разписанието с използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полу годие	АИУТ		ТТООС		ИТ	
		Td, %	Ld, %	Td, %	Ld, %	Td, %	Ld, %
1	1	58	42	56	44	50	50
1	2	52	48	70	30	50	50
2	1	66	34	64	36	57	43
2	2	68	32	67	33	70	30
3	1	80	20	80	20	70	30
3	2	85	15	70	30	63	37
4	1	80	20	100	0	70	30
4	2	100	0	80	20	80	20
Общо		**74**	**26**	**73**	**27**	**64**	**36**

Съотношението на ***тежки*** и ***леки*** дисциплини, съответно без и с използване на модул „Оптимизиране“ е представено на фиг. 1.



Фиг. 1. *Съотношение на тежки и леки дисциплини без и с използване на модул „Оптимизиране“*

✓ ***Максимално уплътнен график в разписа (Минимум “свободни прозорци”)***

Свободните прозорци са свободни интервали от време между занятията в съставеното РУЗ. Минималната стойност (0) на броя на свободните прозорци определя максимално уплътнен график в РУЗ. Максимална стойност (80) на броя на свободните прозорци определя не уплътнен график в РУЗ. Максималната стойност е еквивалента на максималния възможен брой свободни прозорци в РУЗ и е изчислена на базата на броя на дисциплините, които се разпределят за специалност и курс в РУЗ.

Нивото на максимално уплътнения график се получава по формула 4.

$$R = \frac{80 - S}{80} \times 100\ \%, \qquad (4)$$

където S е броят на свободните прозорци в съставения РУЗ.

В таблици 3 и 4 са представени числени стойностите на показателя свободни прозорци.

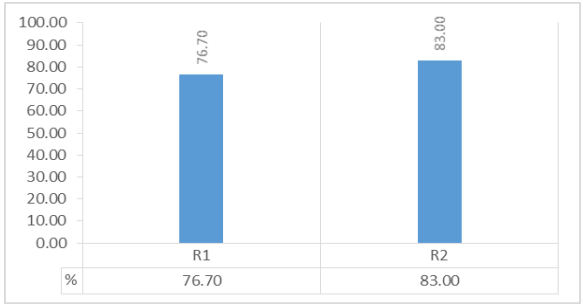
***Табл. 3**. Брой „свободни прозорци" в РУЗ без използване на модул „Оптимизиране"*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	2			3
1	2	1			
2	1	1		2	6
2	2		2	1	
3	1	2		1	4
3	2	1			
4	1			2	6
4	2	1	3		
Общо		**8**	**5**	**6**	**19**

***Табл. 4**. Брой „свободни прозорци" в РУЗ с използване на модул „Оптимизиране"*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1			1	1
1	2				
2	1	1	1		2
2	2				
3	1				
3	2				
4	1				1
4	2	1			
Общо		**2**	**1**	**1**	**4**

Степените на максимално уплътнения график в РУЗ без и с използване на модул „Оптимизиране" са представени графично на фиг. 2.



***Фиг. 2.** Ниво на максимално уплътнения график в РУЗ без и с използване на модул „Оптимизиране"*

✓ *Необходимост от обедна почивка*

Показателят характеризира качеството на РУЗ в съответствие с наличието на обедна почивка с продължителност от 1 час през периода от 12 до 15 часа на всеки учебен ден в съставеното РУЗ. Максималната стойност на броя на обедните почивки в РУЗ определя максимално добър и оптимален показател на РУЗ. Нивото на показателя за един учебен ден се определя от формула 5.

$$Rd = \begin{cases} 100\,\%, & \text{при наличие на обедна почивка за деня,} \\ \frac{n_1}{n} \times 100\,\%, & \text{при наличие на обедна почивка за учебни групи} \\ 0\,\%, & \text{при липса на обедна почивка.} \end{cases} \quad (5)$$

където n_1 – брой групи, за които има наличие на обедна почивка;
n – брой учебни групи в РУЗ.

Резултатите са отчетени и обобщени по специалности, курсове и полугодия в таблици 5 и 6.

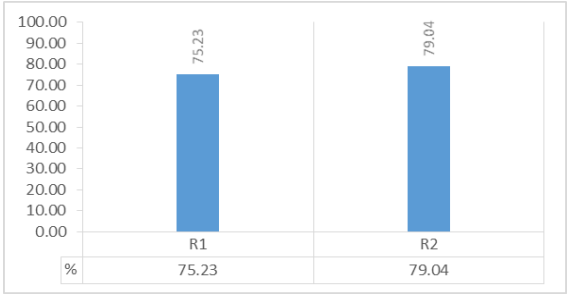
***Табл. 5**. Нива на показателя за необходимост от обедна почивка, без използване на модул „Оптимизиране"*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	73	80	75	79.67
1	2	60	100	90	
2	1	25	100	80	67.92
2	2	50	62.5	90	
3	1	80	90	40	80
3	2	70	100	100	
4	1	70	100	70	73.33
4	2	60	60	80	
Общо		**61**	**86.56**	**78.13**	**75.23**

***Табл. 6.** Нива на показателя за необходимост от обедна почивка, с използване на модул „Оптимизиране"*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	80	80	80	81.67
1	2	50	100	100	
2	1	96	65	90	72.83
2	2	40	75	71	
3	1	80	50	100	77.5
3	2	65	80	90	
4	1	80	50	100	84.17
4	2	75	100	100	
Общо		**70.75**	**75**	**91.38**	**79.04**

Резултатите са представени графично на фиг. 3.



***Фиг. 3**. Нива на показателя за необходимост от обедна почивка без и с използване на модул „Оптимизиране"*

✓ ***Причинно- следствена връзка на занятията***

Разпределението на лекциите в РУЗ трябва да бъде преди семинарните и лабораторните упражнения.

Нивото на показателя за една дисциплина в съставеното РУЗ се определя от формула 6.

$$Rd = \begin{cases} 100\,\%, & \text{ако } T_L < T_U, \\ 0\,\%, & \text{ако } T_U < T_L \text{ и } T_U \neq T_{EZ} \text{ или } T_U \neq T_{Up} \text{ или } T_U \neq T_{FV}. \end{cases} \quad (6)$$

където

TL – Позиция на първия тайм-слот с лекция по дисциплината;

TU – Позиция на първия тайм-слот с упражнение по дисциплината;

TEZ – Позиция на първия тайм-слот със занятие по езикова подготовка;

TUP – Позиция на първия тайм-слот със занятие по учебна практика;

TFV – Позиция на първия тайм-слот със занятие по физическо възпитание.

В таблици 7 и 8 са отчетени и обобщени нивата на показателя за причинно- следствена връзка на занятията без и с използване на модул „Оптимизиране“.

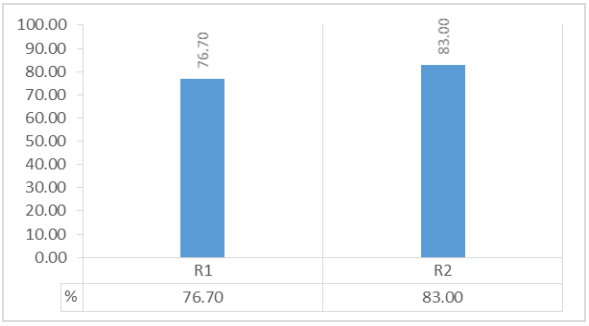
Табл.7*. Нива на показателя за причинно-следствена връзка на занятията, без използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	62.5	100	85.7	
1	2	100	87.5	57.1	82.1
2	1	85.7	71.4	50	
2	2	100	85.7	66.7	76.6
3	1	60	80	60	
3	2	40	83.3	57.1	63.4
4	1	100	100	100	
4	2	33.3	100	75	84.7
	Общо	**72.7**	**88.45**	**69**	**76.7**

Табл.8*. Нива на показателя за причинно-следствена връзка на занятията, с използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	100	100	100	
1	2	100	100	75	95.8
2	1	71.4	83.3	66.7	
2	2	100	83.3	83.3	81.3
3	1	60	100	60	
3	2	100	83.3	50	75.6
4	1	100	100	66.7	
4	2	100	60	50	79.5
	Общо	**91.4**	**88.7**	**69**	**83**

Нивата на показателя са представени графично на фиг.4.



Фиг. 4. *Нива на показателя за причинно-следствена връзка на занятията без и с използване на модул „Оптимизиране“*

✓ ***Периодичност***

Показателят характеризира качеството на РУЗ в съответствие с наличието на периодичност в тайм-слотовете на всяка дисциплина в съставеното РУЗ. Периодичност в тайм-слотовете на една дисциплина има в случай, че занятията по дисциплината в РУЗ са разпределени през равни интервали от време.

Нивото на показателя за една дисциплина в съставеното РУЗ се определя от формула 7.

$$Rd = \begin{cases} 100\,\%, & \text{ако занятията по дисциплината имат периодичност,} \\ \frac{n_1}{n} \times 100\,\%, & \text{периодичност с учебни групи,} \\ 0\,\%, & \text{ако занятията по дисциплината нямат периодичност,} \end{cases} \quad (7)$$

където n_1 – брой групи за които има наличие на периодичност в РУЗ по дисциплината; n – брой учебни групи в РУЗ по дисциплината.

В таблици 9 и 10 са отчетени и обобщени нивата на показателя ***периодичност*** по специалности, курсове и полугодия без и с използване на модул „Оптимизиране“.

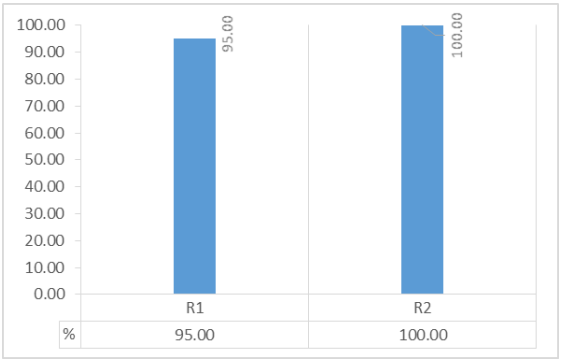
Табл. 9. *Нива на показател периодичност, без използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	100	100	100	100
1	2	100	100	100	
2	1	100	100	60	93.3
2	2	100	100	100	
3	1	100	100	60	93.3
3	2	100	100	100	
4	1	100	100	60	93.3
4	2	100	100	100	
	Общо	**100**	**100**	**85**	**95**

Табл. 10. *Нива на показател периодичност, с използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	100	100	100	100
1	2	100	100	100	
2	1	100	100	100	100
2	2	100	100	100	
3	1	100	100	100	100
3	2	100	100	100	
4	1	100	100	100	100
4	2	100	100	100	
Общо		**100**	**100**	**100**	**100**

Нивата на показателя за периодичност, който характеризира качеството на РУЗ в съответствие с наличието на периодичност в тайм-слотовете на всяка дисциплина в съставеното РУЗ без и с използване на модул „Оптимизиране“ са представени графично на фиг. 5.



Фиг. 5*. Нива на показателя за периодичност без и с използване на модул „Оптимизиране“*

✓ *Наличие на свободен ден*

Показателят характеризира качеството на РУЗ в съответствие с наличието на свободен ден от седмицата без занятия в съставеното РУЗ.

Нивото на показателя за съставеното седмично РУЗ на една специалност, курс и полугодие се определя от формула 8.

$$Rd = \begin{cases} 100\,\%, & \text{ако има поне един свободен ден без занятия,} \\ \frac{n_1}{n} \times 100\,\%, & \text{свободен ден с учебни групи,} \\ 0\,\%, & \text{ако няма свободен ден без занятия,} \end{cases} \quad (8)$$

където n_1 – брой групи за които има наличие на свободен ден в РУЗ; n – брой учебни групи в РУЗ.

В таблици 11 и 12 са отчетени и обобщени нивата на показателя ***наличие на свободен ден*** без и с използване на модул „Оптимизиране“.

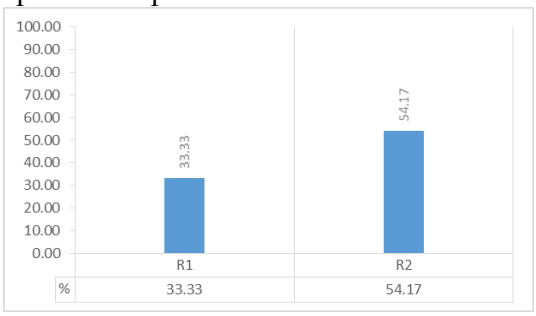
Табл. 11*. Нива на показателя за наличие на почивен ден, без използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	0	0	100	33.33
1	2	0	0	100	
2	1	100	0	0	50
2	2	0	100	100	
3	1	0	0	0	0
3	2	0	0	0	
4	1	0	100	0	50
4	2	100	0	100	
Общо		**25**	**25**	**50**	**33.33**

Табл. 12. *Нива на показателя за наличие на почивен ден, с използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полугодие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	0	0	100	50
1	2	100	0	100	
2	1	0	100	100	66.67
2	2	0	100	100	
3	1	0	100	100	50
3	2	100	0	0	
4	1	0	100	100	50
4	2	0	0	100	
Общо		**25**	**50**	**87.5**	**54.17**

Нивата на показателя, характеризиращ качеството на РУЗ в съответствие с наличието на свободен ден от седмицата без занятия в съставеното РУЗ без и с използване на модул „Оптимизиране“ са представени графично на фиг. 6.



Фиг. 6*. Нива на показателя за наличие на свободен ден без и с използване на модул „Оптимизиране“*

✓ *Равномерно ежедневно натоварване*

Показателят характеризира качеството на РУЗ в съответствие с наличието на равномерно ежедневно натоварване на занятията в съставеното РУЗ. Равномерното натоварване за един учебен ден има в случай, че занятията са разпределени до 14 часа на деня.

Нивото на показателя за един ден от седмицата с учебни занятия в РУЗ се определя от формула 9.

$$Rd = \begin{cases} 100\,\%, & \text{ако } T_H < 14 \text{ ч.на деня,} \\ \frac{n_1}{n} \text{ x } 100\,\%, & \text{ако } T_H < 14 \text{ ч.с учебни групи,} \\ 0\,\%, & \text{ако ако } T_H > 14 \text{ ч.на деня,} \end{cases} \quad (9)$$

където
T_H – час на приключване на последния тайм-слот за деня;
n_1 – брой групи за които има наличие на свободен ден в РУЗ;
n – брой учебни групи в РУЗ.

В таблици 13 и 14 са отчетени и обобщени нивата на показателя за равномерно ежедневно натоварване без и с използване на модул „Оптимизиране“.

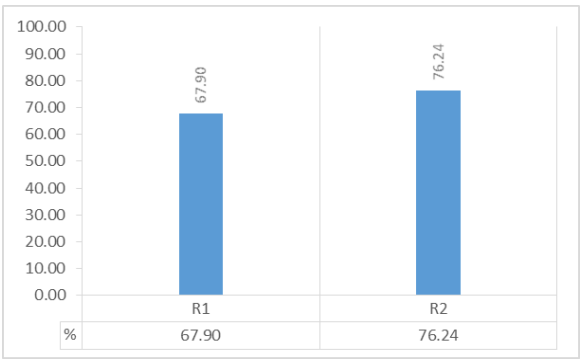
***Табл. 13**. Нива на показателя за равномерно ежедневно натоварване без използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полу годие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	60	80	75	70.83
1	2	50	100	60	
2	1	25	100	80	60.83
2	2	50	30	80	
3	1	70	90	20	75
3	2	70	100	100	
4	1	70	100	60	65
4	2	60	60	40	
Общо		**56.88**	**82.5**	**64.38**	**67.9**

***Табл. 14**. Нива на показателя за равномерно ежедневно натоварване с използване на модул „Оптимизиране“*

Курс	Полу годие	АИУТ	ТТООС	ИТ	Общо
1	1	70	80	75	70.83
1	2	50	100	100	
2	1	80	50	80	60.83
2	2	40	75	75	
3	1	80	50	100	75
3	2	50	80	95	
4	1	80	50	100	65
4	2	70	100	100	
Общо		**65**	**73.13**	**90.6**	**76.24**

Нивата на показателя, характеризиращ качеството на РУЗ в съответствие с наличието на равномерно ежедневно натоварване на занятията в съставеното РУЗ без и с използване на модул „Оптимизиране“ са представени графично на фиг. 7.



***Фиг. 7**. Нива на показателя за равномерно ежедневно натоварване без и с използване на модул „Оптимизиране“*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Съществуващата система на ТУ-Габрово за АИРУЗ е надградена и усъвършенствана с цел съставяне на оптимално разписание на учебните занятия.

Направеното изследване на качеството на съставено РУЗ показва, че се наблюдава повишаване (подобряване) на нивата на всички показатели на качеството при използване на модул „Оптимизиране“, съответно подобряване на качеството на съставеното РУЗ по тези показатели.

Средната стойност на подобряване на качеството на съставеното РУЗ с използване на модул „Оптимизация“ е:

Lsr = (7.6 + 16.67 + 3.81 + 6.3 + 5 + 20.84 + 8.34)/7 = 9.8%

REFERENCE

[1] Stoyanov, S., F. Rashidova, Z. Nenova, Strategies for design of an optimal university timetabling system, 2017, Journal of Technical University of Gabrovo, vol. 54, pp. 75 – 80, ISSN 1310-6686.

[2] Rashidova, F., Evaluation of the degree of satisfaction in preparing the time-table for educational studies of the students from regular classes, Unitech'12, Gabrovo, 2012, vol.1, pp. I638-I643, ISSN 1313-230X.

[3] Rashidova, F., S. Stoyanov, Evaluation of the indicators weight coefficients and the degree of satisfaction in preparing the time-table for educational studies of the students from regular classes, 2012, Journal of Technical University of Gabrovo, vol 44, pp. 54 – 59, ISSN 1310-6686.

[4] Rashidova, F., Evaluation of the indicators priority in preparing the time-table for educational studies for part-time training, Unitech'11, Gabrovo, 2011, vol.1, pp. I559 - I563, ISSN 1313-230X.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

МЕТОДИ ЗА ЗАЩИТА НА WEB ПРИЛОЖЕНИЯ

METHODS FOR PROTECTION OF WEB APPLICATIONS

Assoc. Prof. Aldeniz Rashidov, PhD
Technical university of Gabrovo

Abstract

Proposed are methods for protection and enhancing the security of the applications in the Internet at Web server level. The methods cover the most popular Web server - Apache HTTP Server and they can be used alone or in combination. The presented methods provide optimal protection of the Web-based modules and applications of the University Information System (UMIS) of Technical University of Gabrovo (http://umis.tugab.bg).

Keywords: Web protection, DDoS, Flood, Brute Force, OpenSSL, SSL.

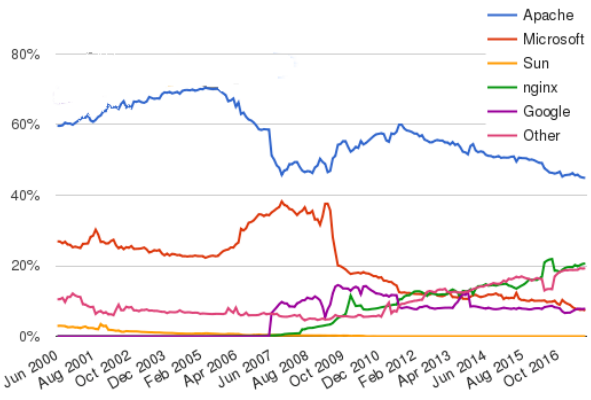
ВЪВЕДЕНИЕ

Онлайн заплахите застрашават ежедневно милиони Web сайтове и други Web базирани програмни приложения по света. Най-използваните и често срещани заплахи в глобалната мрежа са от DDoS атаки, зловредни софтуери, вируси и ботове, които търсят уязвимости в приложенията. Голяма част от Web сайтовете са разработени на базата на Content Management Systems (CMS) като WordPress, Drupal, Joomla, Blogger, Magento, phpBB и др. Това е предпоставка заплахите да бъдат съсредоточени върху сайтове базирани на тези системи. За да се осигури защита и повиши сигурността на един персонален блог, Web сайт или друго Web базирано приложение е необходимо да се търсят и периодично разработват разнообразни методи за защита.

Цел на настоящия доклад е да предложи методи за защита и повишаване на сигурността на програмните приложения в глобалната мрежа Интернет на ниво Web сървър.

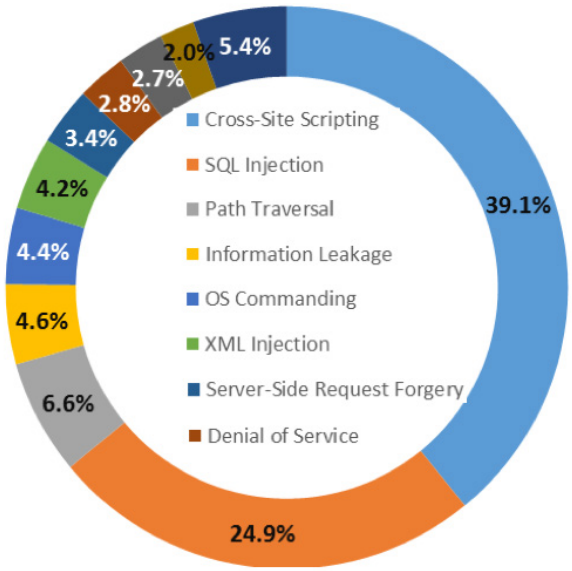
ИЗЛОЖЕНИЕ

Web сървърите заемат основно място при защитата на приложенията, тъй като те са основен компонент, който осигурява публичност на приложенията. Популярни Web сървъри са Apache HTTP Server, Nginx, Microsoft IIS, Sun Java System Web Server и др. (фиг. 1). Според Netcraft [1], която предоставя данни от изследвания и анализи за различни аспекти на Интернет, Apache HTTP Server (Apache) има най-висок пазарен дял на активните сайтове по света до 2017 г. включително (фиг. 1). Над 90% от CMS поддържат този вид сървър. Това е предпоставка да се търсят и разработват предимно методи за защита на програмните приложения достъпни посредством Apache.



***Фиг. 1**. Пазарен дял на активните сайтовете по света*

Positive Technologies [2] съпоставя (фиг. 2) и анализира актуалните заплахи и атаки при Web приложенията. Преобладаваща част от тях са свързани с Web сървъра и неговото конфигуриране по отношение на защита и сигурност.



***Фиг. 2**. Съпоставка на заплахите и атаките при Web приложенията*

- **Използване на символни връзки, като механизъм за защита**

Много от Web сайтовете показват изображения и други документи, които се намират на друго, различно от реалното местоположение във файловата система. В случай, че клиент разгледа първичния код на страница, за да открие дадено изображение, което го интересува, то той ще открие за него връзка от вида /ди-ректория0/директория1/файл.разширение. Така откритата връзка може да се използва за визуализиране на изображението от всеки браузър. Значително ще е по-трудно да се открие (и изтрие) изображението във файловата система на сървъра при вход в системата или чрез FTP сървър, в случай че не е известно реалното местоположение на изображението. Този механизъм на защита на приложенията в сървъра се реализира с помощта на създадените от операционната система символни връзки (Symlinks) или чрез деклариране на псевдо имена с директива Alias при Apache.

Примери за създаване на символни връзки при Linux и Windows:

```
#1. Създаване на символна връзка (/tmp/aldeniz)
# на GNU/Linux:
Ln -s –T /var/www/html  /tmp/aldeniz
#
#2. Създаване на символна връзка при Windows:
Junction –s C:/apache/htdocs/video  D:/video
```

Механизмът за защита с използване на символните връзки при Apache е възможен, ако се извършат допълнителни настройки в основния конфигурационен файл на Apache за следене на символните имена.

Конфигурирането на сървъра посредством създадената по-горе в текста символна връзка C:/apache/htdocs/video към реална физическа директория D:/video се извършва по следния начин:

```
<Directory C:/apache/htdocs>
        # Опция за следване на символни имена:
        Options +FollowSymLinks
        AllowOverride None
        Require all granted
</Directory>
#
# Създаване на допълнително псевдо-име:
Alias /v C:/apache/htdocs/video
#
# Заявките към сървъра с префикси -
# http://домейн/video или http://домейн/v,
# които реално, ще извличат файлове от D:/video.
```

- **Контрол на достъпа на ниво директория на сървъра**

Директива AccessFileName от основния конфигурационен файл на Apache задава име на конфигурационен файл на ниво директория. Ако сървърът открие файл с това име (по подразбиране .htaccess) в директорията, то той прилага конфигурационните команди, дефинирани в него, за директорията. Преди да бъде разрешен достъп до ресурсите на дадена директория се прове-рява дали съществува конфигура-ционен файл на ниво директория. С цел по-висока степен на защита е препоръчително във всеки конфигурационен файл на ниво директория да се зададат права, които забраняват неговото разглеждане:

```
# Защита на htaccess.conf
<Files htaccess.conf>
    Require all denied
</Files>
```

- **Ограничаване на достъпа само за определени хостове и IP адреси**

Директива Require на Apache позволява да се дефинира списък от хостове, на които е позволен достъп до ресурсите на директорията. Хостът може да се идентифицира с пълно или частично име, IP адрес или домейн.

Пример за задаване на адреси, които имат достъп до ресурсите на директория:

```
#1. Конфигуриране на поддиректория
# htdocs/joomla/admin и осигуряване на достъп
# само от хостовете tugab.bg и aldeniz.eu:
<Directory htdocs/joomla/admin>
    Require host tugab.bg aldeniz.eu
</Directory>
```

Пример за задаване на адреси, които нямат достъп до ресурсите на директория:

```
#1. Конфигуриране на поддиректория
# htdocs/joomla/admin и ограничаване на достъп
# от адреси 192.168.1.2 и 192.168.1.5:
<Directory htdocs/joomla/admin>
    Require not ip 192.168.1.2 192.168.1.5
</Directory>
```

- **Ограничаване на достъпа и поддържане на защитени връзки чрез модул mod_ssl на Apache**

Модул mod_ssl е интерфейс на Apache към OpenSSL [3,4]. Той може да се използва както за кодиране на комуникацията между сървъра и клиента, удостоверяване на идентичността на сървъра, така и за ограничение на достъпа до ресурсите на сървъра. Следва преглед на основните етапи при конфигуриране на сървъра за работа с модул mod_ssl при Windows.

```
#1. Изтегляне на Apache с модул mod_ssl.

#2. Инсталиране на Apache.

#3. Копиране на файлове ssleay32.dll и libeay32.
# dll в директория %SystemRoot%\system32.

#4.  Изтегляне и разархивиране на пакета
# OpenSSL (от http://www.openssl.org/source/ в
# произволна временна директория.

#5. Копиране на файла openssl.cnf от временната
# поддиректория \apps в поддиректория \bin на
# Apache.
```

Важен етап при осигуряването на защитени връзки е създаването на заявката за сертификат (Certificate Signing Request):

```
#6. Създаване на сървърен ключ (private key) на
# сертификат чрез openssl.exe във файл server.key:
bin/openssl.exe genrsa -des3 -out server.key 1024
# При създаване на ключа се въвежда:
Enter pass phrase for server.key: ******
Verifying – Enter pass phrase for server.key: ******

#7. Създаване на не криптиран ключ
# (unencrypted key) на сертификата от #6
# във файл server.pem:
bin/openssl.exe rsa –in server.key –out server.pem
# При създаване на ключа се въвежда:
Enter pass phrase for server.key: ******
writing RSA key
# Създаденият ключ трябва да се защити
# внимателно и да е достъпен единствено на
# администраторите на Apache,
# тъй като ще се използва при обмен на ключове!

#8.  Създаване на неподписан сертификат
# (unsigned certificate, CSR) във файл server.csr:
bin/openssl.exe req -config openssl.cnf -new –key
    server.key -out server.csr
# Въвеждат се последователно данните за CSR:

Enter pass phrase for server.key: ******
…
Country Name (2 letter code) [AU]:BG
Locality Name (eg. city) [ ]:Gabrovo
Organization Name (eg., company) [Internet Widgits
    Pty Ltd]:TU Gabrovo
Organizational Unit Name (eg., section) [ ]:
    Automation
Common Name (eg., Your Name) [ ]:Aldeniz
(Common name съответства на името на сървъра)
```

```
Email Address [ ]:admin@domain.com
…
A challenge password [ ]:
An optional company name [ ]:
```

След създаване на неподписания CSR сертификат, той следва да бъде изпратен за подписване от упълномощена за това страна (Certificate authority), която ще гарантира, че собственикът на сертификата е този, за когото се представя. Възможно е създаване на саморъчно подписан (self-signed certificate, SSC) сертификат без да се използват услугите на компания за сертифициране. Много от сайтовете използват Self-signed за проверка на входните данни на потребителите, с цел да се осигури достъп към сървъра само на тези, които имат право за това.

```
#9.  Създаване на саморъчно подписан
# сертификат във server.crt, валиден за 60 дена:
openssl x509 -req -days 60 -in server.csr -signkey
      server.key -out server.crt
# При създаване на сертификата се въвежда:
Enter pass phrase for server.key: ******

#10. Копиране на файловете server.crt и
# server.pem в поддиректория \conf\ssl на Apache.

#11. Редактиране на конфигурационния файл от
# директория \conf\httpd.conf.
# Добавяне на директиви за зареждане на модул
# mod_ssl и четене на конфигурационния файл на
# Apache за SSL връзки.
LoadModule ssl_module modules/mod_ssl.so
<IfModule mod_ssl.c>
      Include conf/ssl.conf
</IfModule>

#12. Редактиране на конфигурационния файл
# ssl.conf от поддиректория \conf\ssl\ и
# конфигуриране на защитен виртуален хост:
<VirtualHost domain.com:443>
…
      DocumentRoot "C:/Apache/htdocs2"
      ServerName domain.com:443
…
</VirtualHost>

#13. Стартиране (рестартиране) на Apache с SSL.

#14. Тестване на SSL връзката:
https://domain.com
```

- **Осигуряване на защита от атаки с модул mod_dosevasive на Apache**

Модул mod_dosevasive [5] на Apache осигурява възможност за ограничаване на достъпа до ресурсите на сървъра за определено време от определени потребители. Това ограничаване се налага, както в случаи на злонамерени действия, така и в ситуации при които от сървъра се извлича прекалено често един и същ ресурс. Посредством mod_dosevasive може да се укаже например, че ако от даден IP адрес се получават повече от 15 заявки за една секунда, то този адрес да бъде блокиран за определено време.

Примерно конфигуриране за работа с модул mod_dosevasive:

```
# Зареждане на модул mod_dosevasive:
LoadModule dosevasive_module
                modules/mod_dosevasive.so
#
<IfModule mod_dosevasive.c>
# Размер (в байтове) на хеш таблицата, която
# обработва заявките подадени към сървъра:
      DOSHashTableSize          16384
# Брой заявки към една страница от един и същ
# IP адрес в определен интервал от време:
      DOSPageCount   5
# Брой заявки към различни страници от един и
# същ адрес в определен интервал от време:
      DOSSiteCount     50
# Интервал от време за DOSPageCount:
      DOSPageInterval 1
# Интервал от време за DOSSiteCount:
      DOSSiteInterval  1
# Интервал от време (секунди) за блокиране на
# IP адрес, нарушил ограниченията на
# DOS..Count:
      DOSBlockingPeriod  5
# E-mail адрес за уведомяване при нарушение:
      DOSEmailNotify none
# Команда за изпълнение при установено
# нарушение:
      DOSSystemCommand       ""
# Списък от адреси, за които не са валидни
# директиви DOS..Count:
      DOSWhiteList     10.3.1.*
# Затваря връзката на блокиран IP адрес (on/off):
      DOSCloseSocket On
 </IfModule>
```

Модулът mod_dosevasive е полезен при защита от следните видове атаки:

- Блокиране на работата на сървъра с голямо количество заявки (Flood);

- Ограничаване или цялостно блокиране на определени услуги (DoS);
- Разпознаване на пароли и други данни на потребителите (Brute Force).

Тъй като mod_dosevasive не е включен в стандартния пакет на Apache, то той трябва да се компилира от първичен код на C и след това копира в директория \modules на Apache.

- **Подмяна на URL адреси чрез модул mod_rewrite на Web сървъра**

Модулът mod_rewrite [6] е включен в стандартния пакет на Apache и реализира съпоставяне, филтриране и подмяна на URL адреси. Той трябва да се зареди посредством директива LoadModule в основния конфигурационен файл на Apache. Модул mod_rewrite намира най-често приложение в ситуации, при които URL адресите трябва да се променят според определени условия или външна за адреса информация, а също така и при търсене на файлове и други данни. Модулът оперира на базата на предварително зададени правила, които се прилагат при получаване на заявка и пренасочват към променен URL адрес. Конфигурирането на Apache с използване на mod_rewrite се извършва с помощта на директивите RewriteEngine, RewriteCond и RewriteRule. Стартирането на модула се извършва в следната последователност:

```
#1. Зареждане на модул mod_rewrite:
LoadModule rewrite_module modules/mod_rewrite.so
#
#2. Разрешаване на механизма за подмяна на URL
RewriteEngine On
```

Съществуват следните приложения на модул mod_rewrite при блокиране и пренасочване на достъпа до сървъра:

- *Блокиране на достъпа според начина на заявка за ресурс:*

Този вид блокиране на достъпа се използва, когато неправомерно дадена Web страница на сървъра се заяви от друга страница, разположена на друг сървър. Обикновено, идентифицирането на такъв сървър се извършва след преглед на журналните (log) файлове.

Пример за блокиране на неправомерен достъп през определен домейн:

```
…
#3. Прихващане на имената на домейните,
# използващи неправомерно сайт на сървъра:
RewriteCond %{HTTP_REFERER}
      cracks\.eu [NC,OR]
RewriteCond %{HTTP_REFERER}
      cracks\.am [NC]
#4. Пренасочване не достъпа до всички ресурси
# към съобщение за забранен достъп – Forbidden:
RewriteRule .* [F]
```

- *Блокиране на достъпа при директно използване на ресурси:*

Този вид блокиране на достъпа (известно като hot linking и bandwidth stealing) се използва, когато неправомерно отделни ресурси (част от Web страница) на сървъра като изображения, скриптове на JavaScript и други се заявят самостоятелно и станат част от друга страница, разположена на друг сървър. При такива случаи връзките към тези ресурси се блокират или пренасочват към невалидни или умишлено заместващи ги ресурси.

Пример за блокиране на достъпа при директно използване на ресурси:

```
…
#3. Изключване на имената на домейните,
# използващи правомерно ресурси на сървъра:
RewriteCond %{HTTP_REFERER} !^$
RewriteCond %{HTTP_REFERER}
      !^http://(www\.)?unitech.tugab.bg/.*$ [NC]

#4. Пренасочване на достъпа до файлове с
# разширения js и css към съобщение с код 403:
RewriteRule \.(js|css)$ [F]

#5. Пренасочване на достъпа до файлове с
# разширения png и jpg към друго изображение:
RewriteRule \.(png|jpg)$
      http://unitech.tugab.bg/null.png [R]
```

- *Блокиране на достъп при трасиране и претърсване на ресурси:*

В Интернет пространството съществуват множество програми, които автоматично претърсват съдържанието на документи и събират от тях данни или трасират сайта и изтеглят цялото му съдържание за други цели. Една част от тях използват събраната

информация добронамерено (индексиране в търсачки), а друга (известни като bad bot) за нанасяне на вреди (спам, откриване на пробиви в защитите). В двата случая сървърът се натоварва допълнително и това може да понижи неговото бързодействие. За предотвратяване на натоварването на сървъра е необходимо програмите, извършващи злонамерено събиране на дан-ни да се идентифицират и блокират.

Пример за блокиране на достъпа при трасиране и претърсване на ресурси:

```
…
#3. Прихващане на имена на програми,
# използващи неправомерно трасиране на ресурси:
RewriteCond %{HTTP_USER_AGENT}
      ^Superbot [OR]
RewriteCond %{HTTP_USER_AGENT}
      ^WebReaper

#4. Пренасочване на достъпа до всички ресурси
# към съобщение за забранен достъп – Forbidden
RewriteRule  ^.* [F]
```

- *Блокиране на достъпа в определен интервал от време:*

В определени случаи се налага сървърът да прекрати приемане на заявки в определен интервал от време. Предпоставка за това може да бъде натоварването на сървъра или засичането на умишлено злонамерени действия в този интервал от време.

Пример за блокиране на достъпа в определен интервал от време:

```
…
#3. Задаване на условие за правилото - интервал
# извън 20÷22 часа:
RewriteCond %{TIME_HOUR}%{TIME_MIN}
      <2000 [OR]
RewriteCond %{TIME_HOUR}%{TIME_MIN}
      >2200

#4. Пренасочване на достъпа до всички ресурси
# към съобщение за забранен достъп – Forbidden:
RewriteRule ^.*$ - [F,L]
```

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложени са методи за защита и повишаване на сигурността на програмните приложения в глобалната мрежа Интернет на ниво Web сървър:

- *Използване на символни връзки;*
- *Контрол на достъпа на ниво директория на сървъра;*
- *Ограничаване на достъпа само за определени хостове и IP адреси;*
- *Ограничаване на достъпа и поддържане на защитени връзки посредством OpenSSL;*
- *Защита от атаки посредством модул mod_dosevasive на Apache;*
- *Блокиране на достъп според начина на заявка за ресурс;*
- *Блокиране на достъп при директно използване на ресурси;*
- *Блокиране на достъп при трасиране и претърсване на ресурси;*
- *Блокиране на достъп в определен интервал от време.*

Методите обхващат най-разпространеният сървър - Apache HTTP Server и могат да бъдат използвани както самостоятелно така и в комбинация. За осигуряване на оптимална защита от различни заплахи и атаки на Web приложенията е препоръчително да бъдат включени по-голяма част от представените методи за защита. Разгледаните методи осигуряват оптимална защита на Web базираните модули и приложения на Университетска информационна система (UMIS) на Технически университет – Габрово (http://umis.tugab.bg).

ЛИТЕРАТУРА

[1] September 2017 Web Server Survey, Netcraft, https://news.netcraft.com/archives/2017/09/11/september-2017-web-server-survey.html, Accessed on 09.2017.

[2] Web Application Attack Statistics: Q2 2017, Positive Technologies - learn and secure, http://blog.ptsecurity.com/2017/09/web-

application-attack-statistics-q2.html, Accessed on 09.2017.

[3] OpenSSL, https://www.openssl.org/, Accessed on 08.2017.

[4] Apache Module mod_ssl, Apache, https://httpd.apache.org/docs/2.4/mod/mod_ssl.html, Accessed on 08.2017.

[5] mod_dosevasive for apache 2.2, Apache Lounge, https://www.apachelounge.com/viewtopic.php?t=917, Accessed on 08.2017.

[6] Apache Module mod_rewrite, Apache, http://httpd.apache.org/docs/current/mod/mod_rewrite.html, Accessed on 08.2017.

НАПРАВЛЕНИЕ 8

КОНСТРУИРАНЕ НА МАШИНИ И УРЕДИ

SESSION 8

DESIGN OF MACHINES AND INSTRUMENTS

AUTOMATIC INTEGRATED GLASS CLEANING SYSTEM DESIGN AND ARCHITECTURE

Sezgin ERSOY
Marmara University
sersoy@marmara.edu.tr

Ebuzer AYGUL
Marmara University
ebuzer.aygul@marmara.edu.tr

Ishak ERTUGRUL
Marmara University
ishak.ertugrul@marmara.edu.tr

Abstract

In recent years, with the rapid increase in high-level construction throughout the world, exterior cleaning of these structures has become important. Cleaners are still working on exterior and glass cleaning of high-rise buildings. This causes fatal work accidents or leads to various financial losses due to the failure of systems to be developed. Our project aims to make the cleaning process safer and faster by creating an integrated cleaning system on the exterior of the buildings. Considering that the Automatic Integrated Glass Cleaning System works on the exterior of the buildings, our priority will be to develop a safe system design.

Keywords: exterior cleaning, glass cleaning, accidents, financial losses, safer/faster.

INTRODUCTION

Cleaning every scene in our lives is a standard of everyday life, and it can be defined as a concept that also determines beauty in terms of visualise. From this point of view, the appearance characteristics of the first attention are very important. Higher level of cleanliness constitutes a serious problem and poses a danger to work safety.

To avoid such undesirable situations, automatic glass cleaning systems have been developed and continue to be developed. There is a lot of work done in this area. The first examples of antagonism are; Consists of systems developed for cleaning interior glass windows. Tohru Miyake and Hidenori Isihara (2003) have designed a small size and lightweight cleaning robot. The size of this cleaning robot they designed is 300 mm x 300 mm x 100 mm and the weight is about 3 kg. They used sensors that we can call distance sensor to determine the distance to the corners in these studies where they use an accelerometer to control motion direction. The purpose of this study is the experimental result of basic motion control and glass wiping motion of the cleaning robot system. [1]

Developed by Teodor Akinfiev, Manuel Armada and Samir Nabulsi in 2009. [2] This facade and glass cleaning system is not an integrated system, but the up and down control of the system is done by cranes on the building. Another example we have examined is the system developed in 2001 by Mongkol Jesadanont. [3] The system is not an integrated system as we designed it. Again, as in the previous example, the building is designed as a controlled crane. In this type of system, up and down movement is controlled by cranes with the help of ropes connected to the devices. Unlike the other systems in this system, there are pneumatic or vacuum mechanisms for adhering to the glass surface. A system structure driven by the crane system is given generally. This machine weighs 125 kilograms; The brush size is 1000mm, the wiper size is 1500mm. The climbing speed of the machine, which has a movement capacity of 300 meters, is specified as 8m / min. [4]

Another example is the integrated surface cleaning system of iku-windows which is being used today. [5] For the operation of this system, it is necessary to equip the building exterior with hardware products of the system. In this system the movement is made by a belt system driven by the engine. This system has a movement length of 60 meters. [6] From the many systems built in this area, the project creates an intelligent glass cleaning system design integrated with the exterior, which can work independently or manually. In particular, the number of high buildings which have increased rapidly in recent years considers the necessity of this project. [7]

Exterior facade coatings in high buildings are usually made of glass, but the cleaning of these glasses is still carried out by using human power especially in the developing countries. However, this poses a risk especially due to working at high and sometimes threatens the safety of employees. In addition, cleanings done with human power last many days and disturb visibility in specially designed buildings. [8] First of all with our project; We tried to design a system that can remove hazardous situations, loss of life and property from the point of view of work security and then clean glass and exterior structure more visually and structurally integrated with buildings, faster than human power Taking into consideration the availability of all these features as well as the availability, we have taken care to use the materials that will give the best performance. [9]

MATERIALS AND METHOD

We made our drawings in the Solidworks program to create the system prototype we designed from the examples we have examined in the literature. In general, the design of the system consists of a mechanism that moves up and down on a glass consisting of two profile frames. Some of the materials used in system design are designed from our side using some examples (erasing mechanism), some of which are made up of ready-made models in terms of convenience in case of switching to production. The application of some regions may vary, considering the fact that the prototype will encounter various faults during physical model casting.

These mistakes there may be tolerance errors due to human-induced shifts or material constructions. In the event that such mistakes do not escape excessively, the effect on the entire system can be ignored. For this reason, there are various changes in the dimensions of the materials when they are poured into the design. In our project which we have created as an original design, it is planned to use 3D printing technology in general for the prototype production plan. The part shown in Figure1, which forms the cleaning part, is designed in accordance with the 3-D edition. The parts required for our partly designed system can be assembled and prepared after 3D printing is received. Parts which are difficult or costly to produce by 3D printing can be cut from Plexiglas material. These materials are left to the person who will form the preferred prototype design. In the following sections, the overall installation of the system will be explained step by step.

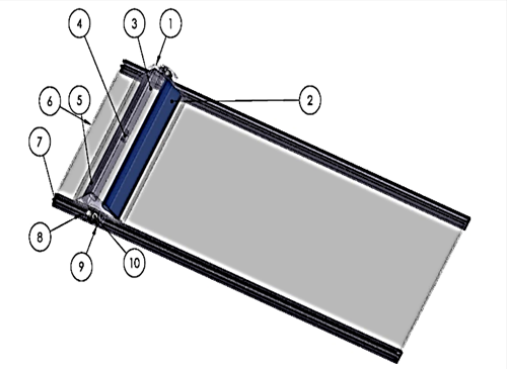


Figure. 1. *System and material used*

Table. 1. *lists the materials needed for our prototype.*

Part number	Part name	Number
1	Cleaner mechanism	1
2	wiper	1
3	Air conduit	1
4	Air transfer engine	1
5	Water sprayer	1
6	Plexi glass pine	1
7	Cargo profile	2
8	Flat rack	4
9	Rack gear	8
10	engine	4

A general view of the system we designed in Figure 1 appears. Here, the parts used in the system are numbered. In Table 1, it appears which numbers the numbers represent.

CAD INSTALLATION OF SYSTEM

We first started with the design of the glass, which would allow the cleaning device to move easily on the design of the system. After reviewing the various profiles on the market, we designed a profile that would allow the hose and cables to easily accommodate the water and electricity needs of the cleaning system. The ducts on the inside of the profiled profile are prepared for hose and energy cables.

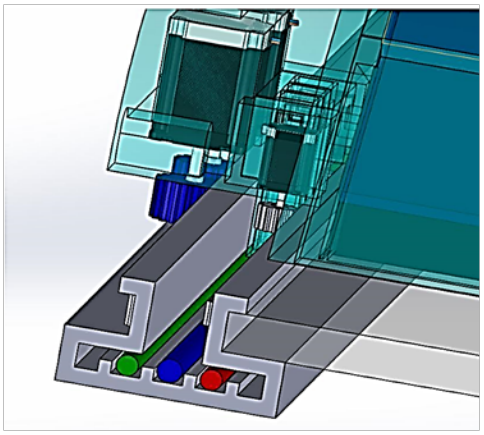


Figure. 2. *Sample wiring image*

Figure 3, shows a side view of the cleaning system we have designed.

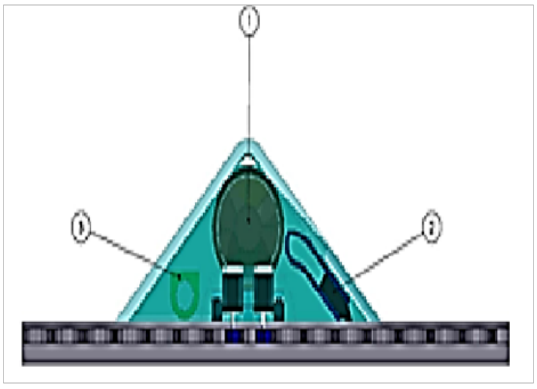


Figure. 3. *Side view of the cleaning system.*

There is an air duct designed for drying in the area on the right side of track number 1. Air entry into the system is through the air gap at the top of part 1. The incoming air is transmitted to the glass surface through the channel with high-powered fans.

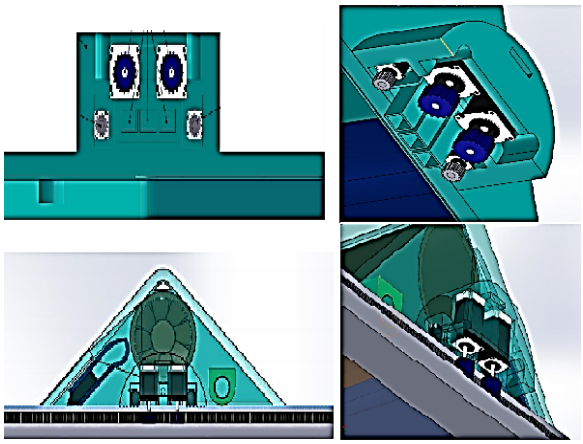


Figure. 4. *Overview of the assembled system.*

Details of the installation, wiring view and motor connections below the connection apparatus designed in the system are given. The apparatus connected to the cleaning system provides the movement of the system, the motors to be connected to the system. The use of carrier load in the system is considered appropriate in order to prevent excessive load on the motors during system movement. As a result of the assembly process in the prototype CAD design, the system can be moved with a flat rack and gears. It is possible to reshape by designing according to the materials that can be provided during the prototyping stage.

The connection diagrams and important parts of our project drawn in Cad program are shown in different angles given in figüre 4. Colors and sizes are randomly drawn and cable routing may vary during prototyping. The electric cables and hoses that will send energy and water to the system will pass through these channels which are opened in the prototype. The project we designed has 5 channels. One channel for water and one fan for motors and 3 channels for motors was considered sufficient, but additional channels were added to the system considering that it might be needed in case of any addition to the system.

WORKING PRINCIPLES

To briefly describe the operation of the system: The up-down movement will provide 4 motors with energy from the drive via the controller. First, the high-pressure cleaning fluid will be sprayed onto the surface through the fine holes on the sprayer we designed. The engines will then start moving downwards and gradually descend towards the bottom. The dirty surface will be stripped away from the dirt during the movement. The high-powered fans will dry the glass that has been wiped off with the help of ducts.

Thanks to this project, even if the buildings are very tall, the exterior cleanliness of the facade will not require human power and all exterior cleaning will be done by such and such systems. Findings and Evaluation We compare the system we have designed with the systems we have examined in the literature review, and we can see the advantages and drawbacks. The reason for choosing an integrated system; It is planned that the surface cleaning to be done will give better results. One of the general negatives that we have detected in the systems controlled by the crane can be shown to be good cleaning by staying away from the surface in some areas. In addition, the cleaning process is a long process that is not visually appealing.

In addition, systems controlled by crane can be affected by natural conditions such as wind, especially in high buildings and may damage the building exterior ceiling. Since these systems, which have high weights, are not specially designed for the building, it is possible to encounter various problems during application. The crane-assisted cleaning systems specially designed for the building will not solve the other problems mentioned above even if some problems go away. Another example of an integrated cleaning system is widely used in many buildings

CONCLUSION

With the integrated glass cleaning system we designed, we aimed to reduce the use of human power to eliminate the risk of various work accidents, especially in exterior facade cleaning work in high buildings. Thanks to these integrated systems that will be installed in high buildings, the cleaning process will be done more safely and faster.

Even if it seems to be high in terms of cost, considering the accidents or loss of life that can occur in the cleaning works made by using human power, there is no high cost cost. In addition, the cost will be amortized over time in systems that will be designed with high strength and high performance. The only costs that can be incurred outside of these systems will be maintenance costs that will be made at regular intervals.

The choice of an integrated system will result in a high initial installation cost. Because the systems we have designed are integrated in every glass. With a few modifications to the design, the cost can be reduced, but the effect on the system safety must not be overlooked. Considering that the cost of these systems to be used in large projects will be a small number in addition to the project costs, it is obvious that the preference will increase.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by Marmara University Technology Faculty.

REFERENCE

[1]MIYAKE T.,ISHIHARA H.,2003, Mechanisms and Basic Properties of Window Cleaning Robot, Kagawa University

[2]AKINFIEV T.,ARMADA M.,NABULSI S., 2009: Climbing cleaning robot for vertical surfaces, Industrial Robot: An International Journal, Vol. 36 Iss 4 pp. 352 - 357

[3]JESADANONTM.,JESADANONTA.,JESADA NONT S.N.,1999,Automatic Machines For Cleaning Outer Wall of a High-Rise Building, United States Patent, No:US6.170.109 B1, Date:09.06.2001

[4]A& G JournalResearch and Job Development Directorate, February, 2015

[5]http://fanusmakine.com/urunler.html, date of access: 23.11.2016

[6]http://www.kulelermakine.com/tr/urun/8machine-pictures- , date of access:15.10.2016

[7]http://www.kulelermakine.com/tr/urun/8machie-pictures-#prettyPhoto,dateofaccess:10.03.2017

[8]http://fanusmakine.com/urun-detay.php?urun_id=4, date of access:15.03.2017

[9]http://www.ikuwindows.com/product/ date of access: 15.03.2017.

INFLUENCE OF SYNGAS COMPOSITION ON CALCULATIONS OF FLOW RATE MEASURED BY USING ORIFICE PLATES

Serkan TUĞ* **Figan DALMIŞ***

**Namık Kemal University Vocational School of Technical Sciences (stug@nku.edu.tr)*

Abstract

Biomass gasification is a thermochemical process that results in the generation of a flammable gas mixture called syngas. This gas is composed of five main components; CO, H_2, CH_4; CO_2 and N_2. Measured flow rate value of generated syngas is one of the most important parameters to evaluate the gasification performance. Orifice plates are very usable for biomass gasification systems. They have a very common usage in flow rate measuring together with differential pressure sensors. The limits of orifice plate usage and calculation methods are given with ISO5167-2. Syngas values used in flow calculations according to ISO5167-2 are density, dynamic viscosity, and isentropic exponent. In experimental studies carried out in the field of biomass gasification, changes in the composition of the measured gas require recalculation of these values. In this paper, the influence of the changes in density, dynamic viscosity, and the isentropic coefficient on the flow rate calculation for the varying compositions of the synthesis gas is investigated.

Keywords: syngas, orifice plates, flow rate, biomass, gasification, gas mixtures.

INTRODUCTION

Biomass gasification is one of the most important and popular subjects in the field of renewable energy research. Gasification is a thermochemical process and it results in a combustible gas mixture called synthesis gas, syngas or producer gas. The flow rate and composition of syngas are important parameters determining the performance of the gasification system.

The gas composition determines the heating value of syngas and the output energy of the gasification system. The gas flow rate is a parameter that must be measured in order to calculate the output power of the system.

There are many methods and instruments for flow measuring. Variable area flow meters, thermal mass flow meters, electromagnetic flow meters, turbine flow meters, ultrasonic flow meters etc. Flow measurement using orifice plates and differential pressure gauges is also an economical method widely used in biomass gasification systems.

Flow measurement with orifice plates is standardized with EN ISO 5167-2.

EXPOSITION

Due to some advantages of orifice plates, they are widely used in biomass gasification systems. They can be used in dirty and hot gas measurements. Their mounting and dismounting operations are easy to apply.

The principle of this method of measurement is based on the installation of an orifice plate into a pipeline in which a fluid is running full. The orifice plate is a plate that reduces the flow cross-section of the pipe. The presence of the orifice plate causes a static pressure difference between the upstream and downstream sides of the plate. The location of the pressure tappings characterizes the type of standard orifice meter [1]. Depending on the position of the pressure tappings, the orifice meter types are considered as three types, with corner tappings, flange tappings, and D-D/2 tappings.

Experimental setup:

In this study, the orifice plate made of 2 mm stainless steel is placed between the flanges and pipeline is 2''. When the diameter of the orifice is 18 mm, it is possible to

measure the required parameters for operation. **Fig1** shows the orifice plate used in this study. The high-pressure side of the orifice plate is machined to 1 mm flat and the low-pressure side to be 45° in accordance with EN ISO 5176-2. D-D/2 type orifice plate is discussed and it's shown schematically in **Fig2**.

Fig. 1. *The orifice plate*

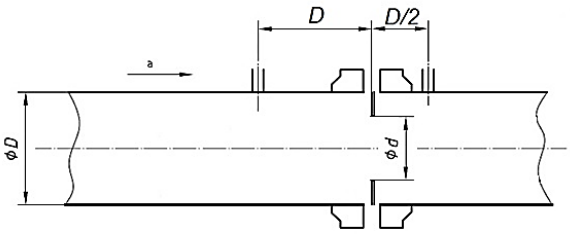


Fig. 2. *D-D/2 type tappings*

The orifice plate is assembled on the pipeline vertically as shown in **Fig3**. The pressure pipes are connected to the orifice section at a distance of D/2 at the high-pressure side and D (inner diameter of the pipe) at the low-pressure side. The difference between the orifice inlet and outlet pressures is detected by the differential pressure sensor and read in mbar on the HMI panel.

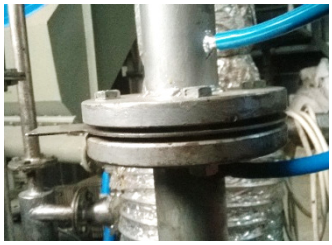


Fig. 3. *Orifice connection on the line*

A laboratory scale biomass gasification system was constructed and manufactured for syngas generation. The gasification system used to generate syngas is shown in **Fig4**. This is an open top throatless reactor which has 170 mm of reactor diameter. Measured data of temperature and pressure have been collected, viewed and stored by HMI control panel. The air was used as gasification agent in the process. The selected biomass feedstock was pelleted rice straw.

Fig. 4. *Gasification system*

The calculation of the output power of gasification system needs the lower heating value and gas flow rate. **Eq1** is used for this.

$$P_G = (LHV_G \cdot GFR)/3600 \qquad (1)$$

P_G : *Output power (kW)*
LHV_G : *Lower heating value of gas (kJ Nm^{-3})*
GFR : *Gas flow rate (Nm^3 h^{-1})*

Syngas samples that taken from the line were analyzed by Agilent 7890B GC model gas chromatography device shown in **Fig5**. The gas composition values obtained from analysis are used for determining the lower heating value of the gas (LHV_G).

Fig. 5. *GC device for syngas analysis*

In case of using air as gasification agent, syngas has five main components: H_2, CO, CH_4, CO_2, and N_2. This gas mixture is flammable. The syngas flame generated during the gasification process is shown in **Fig6**. The lower heating value of syngas can be

calculated as (MJ Nm^3) by the **Eq2** if the volumetric percentages are known [2].

$$LHV_G = 10.8\,\%H_2 + 12.63\,\%C + 35.8\,\%CH_4 \quad (2)$$

Fig. 6. *Syngas flame*

Standard calculation acc. To ISO5761-2:

In calculations made according to EN ISO 5761-2, the **Eq3** (mass flow relation) is used [1].

$$q_m = \frac{C}{\sqrt{1-\beta^4}}\varepsilon\frac{\pi}{4}d^2\sqrt{2\Delta P\rho} \quad (3)$$

q_m : *Mass flow rate (kg s^{-1})*
C : *Coefficient of discharge*
ε : *Expansion factor*
ΔP : *Differential pressure (Pa)*
β : *Diameter ratio*
d : *Diameter of orifice (m)*
ρ : *Density of gas (kg m^{-3})*

The diameter ratio is taken as $\beta = d/D$ and the coefficient of discharge (C) is calculated by using the Reader-Harris/Gallagher equations (**Eq4**, **5**, **6**, **7**, and **8**). Coefficient of discharge can be handled as three parts. C_1 is the data of orifice media, C_2 is the data of D tapping, and C_3 is the data of D/2 tapping. C_4 should be added when the diameter of the pipe was less than 71.12 mm [1].

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \quad (4)$$

$$C_1 = 0.5961 + 0.0261\beta^2 - 0.216\beta^8 + 0.000521\cdot\left[10^6\frac{\beta}{Re}\right]^{0.7} + (0.0188 + 0.0063A)\beta^{3.5}\left(\frac{10^6}{Re}\right)^{0.3} \quad (5)$$

$$C_2 = [0.043 + 0.08e^{-10L_1} - 0.123e^{-7L_1}]\cdot(1-0.11A)\cdot\frac{\beta^4}{1-\beta^4} \quad (6)$$

$$C_3 = -0.031\cdot(M_2 - 0.8M_2^{1.1})\cdot\beta^{1.3} \quad (7)$$

$$C_4 = 0.011\cdot(0.75-\beta)\cdot\left(2.8-\frac{D}{25.4}\right) \quad (8)$$

In accordance with EN ISO 5761-2; values of L_1 and L_2 is taken as 1 and 0.47 respectively and the following expressions are taken as basis for M_2 and A in **Eq9** and **10**:

$$M_2 = \frac{2L_2}{1-\beta} \quad (9)$$

$$A = \left(\frac{19000\beta}{Re}\right)^{0,8} \quad (10)$$

The number of Reynolds is found by **Eq11**. The flow rate calculation is valid if this number was greater than 5000.

$$Re = \frac{\rho V d}{\mu} \quad (11)$$

Here V ($m\,s^{-1}$) is the velocity of the fluid in the cross section and μ ($Pa\cdot s$) is the dynamic (absolute) viscosity. d (m) is the orifice diameter and ρ ($kg\,m^{-3}$) is the density of syngas in actual conditions.

Eq12 is used for the expansion factor (ε). Here, κ refers to the isentropic exponent, P_1 refers to the high pressure at the entrance of the orifice, and P_2 refers to the low pressure at the exit of the orifice.

$$\varepsilon = 1 - (0{,}351 + 0{,}256\beta^4 + 0{,}93\beta^8)\left[1-\left(\frac{P_2}{P_1}\right)^{1/\kappa}\right] \quad (12)$$

Calculation of density:

Eq13 is used for the calculation of density of syngas in standard conditions ($T = 0$°C $P = 1\ atm$). v_i is the volumetric ratio and ρ_i is the density of each component in standard conditions.

$$\rho_0 = \sum \rho_i \cdot v_i \quad (13)$$

Volumetric percentages that obtained from GC analysis were used to calculate volumetric ratio by the **Eq14**.

$$\%v_i = 100\cdot v_i \quad (14)$$

Densities of syngas components in standard conditions are given in **Table1**.

Table 1. *Densities of syngas components in standard conditions*

	ρ_0 (kg m^{-3})
H_2	0. 0889
CO	1. 25
CH_4	0. 717
CO_2	1. 977
N_2	1. 2506

The density of syngas in actual temperature (T°C) can easily be determined according to the ideal gas laws by the **Eq15**.

$$\rho = \rho_0 \cdot \frac{273.15}{(273.15 + T)} \tag{15}$$

Calculation of dynamic viscosity:

Dynamic viscosity value is needed to determine the Reynolds number. Herning-Zipperer equation [3] is used to calculate this value (**Eq16**). M_{mi} is the molar mass (g/mol), x_i is mol fraction, and μ_i is the dynamic viscosity (Pas) of each syngas component.

$$\mu = \frac{\sum(\mu_i \cdot x_i \cdot \sqrt{M_{mi}})}{\sum(x_i \cdot \sqrt{M_{mi}})} \tag{16}$$

Dynamic viscosities of syngas components in different temperatures are given in **Table2** [4].

Table 2. *Dynamic viscosities of syngas components in different temperatures*

		0 °C	**20 °C**	**50 °C**	**100 °C**
Dynamic viscosity (10^{-5} Pas)	H_2	0.84	0.88	0.94	1.04
	CO	1.66	1.74	1.88	2.10
	CH_4	1.03	1.10	1.19	1.35
	CO_2	1.37	1.47	1.61	1.85
	N_2	1.66	1.76	1.89	2.12

Mol fraction is found by the **Eq17**. Here M_i is mol number of each component.

$$x_i = \frac{M_i}{\sum M_i} \tag{17}$$

Mol number of each component is found by the **Eq18**. In this equation, T is the temperature of syngas (°C), ρ_i is the density of each component in standard conditions (kg/m^3), M_{mi} is the molar mass of the component (g/mol), and v_i is the volumetric fraction of the component determined by GC analysis.

$$M_i = \frac{v_i \cdot \rho_i \cdot 273.15}{\frac{M_{mi}}{1000} \cdot (273.15 + T)} \tag{18}$$

Calculation of isentropic exponent:

For the gas mixtures, the isentropic exponent can be calculated by **Eq19**. Here w_i is mass fraction, c_{pi} is the specific heat at constant pressure (kJ/kgK), and c_{vi} is the specific heat at constant volume (kJ/kgK) for each component of syngas.

$$k = \frac{\sum(w_i \cdot c_{pi})}{\sum(w_i \cdot c_{vi})} \tag{19}$$

The specific heat values change with the temperature. The **Eq20** is used to calculate the specific heat values at constant pressure [5]. In this equation, T is the temperature in °C and c_{pi} is in kJ/(kmol·K). Unit of c_{pi} should be converted from kJ/(kmol·K) to kJ/(kg·K) by dividing it to molar mass of the component before using the value in **Eq19**.

$$c_{pi} = A + (B \cdot 10^{-2}) \cdot T + (C \cdot 10^{-5}) \cdot T^2 + (D \cdot 10^{-9}) \cdot T^3 \tag{20}$$

The coefficients A, B, C, and D are given with the **Table3** [5] for syngas components to be used in **Eq20**.

Table 3. *The coefficients to be used for Eq20.*

	A	**B**	**C**	**D**
H_2	29.11	-0.1916	0.4003	-0.8704
CO	28.16	0.1675	0.5372	-2.2220
CH_4	19.89	5.0240	1.2690	-0.1101
CO_2	22.26	5.9810	-3.5010	7.4690
N_2	28.90	-0.1571	0.8081	-2.8730

Universal gas constant R_u is well known value as 8.3144598 kJ/(kmol·K) for ideal gasses. Specific gas constant and specific heat values at constant volume can be found easily with **Eq21**.

$$R_i = \frac{R_u}{M_{mi}} = c_{pi} - c_{vi} \quad (21)$$

Mass fraction is found by the **Eq22**.

$$w_i = \frac{m_i}{\sum m_i} = \frac{v_i \cdot \rho_i}{\sum (v_i \cdot \rho_i)} \quad (22)$$

Calculation results:

The composition of syngas sample which obtained from GC analysis is given in the **Table4** that used in the calculations.

Table 4. *The composition of syngas sample*

	H_2	CO	CH_4	CO_2	N_2
%v_i	15.188	16.452	2.203	12.910	53.247

The lower heating value of this composition is found 4,584 MJ Nm^{-3} by using the **Eq2**.

Known and measured parameters before calculations are shown in the **Table5.**

Table 5*. Known and measured parameters before calculations*

Flow diameter	D	[m]	0.052
Orifice diameter	d	[m]	0.018
Gas temperature	T	[°C]	50
High-pressure	P_1	[mbar]	1005
Differential pressure	dP	[mbar]	4

The parameters which belong to syngas composition (density, dynamic viscosity, and isentropic coefficient) are calculated and the results are given in the **Table6**.

Table 6. *Calculated parameters belong to syngas composition*

Density	ρ	[kg m^{-3}]	0.977
Dynamic viscosity	μ	[10^{-5}·Pa·s]	1.78484
Isentropic exponent	k		1.375

Table7 shows the values of molar masses, and the results of the calculations of dynamic viscosities, mole fractions, and the mol numbers for each component.

Table. 7. *Dynamic viscosity calculation results*

	M_{mi}	μ_i	x_i	M_i
	g/mol	10^{-5} Pas		
H_2	2.0159	0.940	0.15163	5.72523
CO	28.0101	1.879	0.16436	6.20600
CH_4	16.0425	1.194	0.02203	0.83207
CO_2	44.0095	1.615	0.12983	4.90214
N_2	28.0134	1.891	0.53215	20.0931

For 50°C of temperature, the calculated specific heat coefficients and mass fractions are given in the **Table8**.

Table 8. *Specific heat coefficients for 50°C and mass fractions*

	w_i	c_{pi}	c_{vi}
		kJ/(kg·K)	kJ/(kg·K)
H_2	0.012	14.326	10.202
CO	0.178	1.042	0.745
CH_4	0.014	2.311	1.793
CO_2	0.220	0.868	0.679
N_2	0.576	1.040	0.743

The results of the standard orifice calculations which were done acc. to ISO5167-2 are shown in **Table9**.

Table 9. *Standard orifice calculation results acc. to ISO5167-2.*

Coefficient of discharge	C		0.6129
Reynolds number	Re		6020
Expansion factor	ε		0.9989
Mass flow rate	q_m	[kg s^{-1}]	0.0044
Mass flow rate	q_m	[kg h^{-1}]	15.798
Volumetric flow rate	q_v	[Nm^3 h^{-1}]	13.667

CONCLUSION

Orifice plates are widely used in biomass gasification systems as an economic measurement instrument. This method is simply based on the differential pressure measuring in the pipeline that created by the narrow cross-section of an orifice plate. The calculation methods are already standardized by ISO 5167-2. In biomass gasification systems, the syngas composition is generally not constant. Different biomass materials and different gasification conditions cause some changes of syngas properties like density, dynamic viscosity, and isentropic exponent.

In order to do the accurate calculation of flow rate of syngas which measured by using orifice plates, density, dynamic viscosity, and isentropic exponent of syngas are the parameters that should be known or should be calculated.

The gasifier was designed by the project NKUBAP.00MBAR1403 and the data control and measurement system was designed by the project NKUBAP.00.24.AR.14.28 in Namık Kemal University.

The sample of syngas which was generated by our biomass gasification system was analyzed and the lower heating value was found 4,584 MJ Nm^{-3}. Flow measurement was done by orifice plate and differential pressure transmitters acc. to ISO 5167-2. Since the syngas was a gas mixture, the density, the dynamic viscosity, and the isentropic exponent were calculated by including the effect of the gas composition.

The volumetric volume was found as 13.667 Nm^3h^{-1}. The output power of gasification system is determined as 17.4 kW.

REFERENCE

[1] European Standard EN ISO 5167-2 (2003). "Measurement of fluid flow by means of pressure differential devices inserted in circular cross-section conduits running full – Part 2: Orifice plates (ISO 5167-2:2003)

[2] Waldheim L, Nilsson T (2001). "Heating Value of Gases from Biomass Gasification. Report prepared for: IEA Bioenergy Agreement, Task 20 – Thermal Gasification Process. Report no TPS-01/16 TPS Termiska Processer AB, Studsvik, 611 82 Nyköping *http://www.ieatask33.org/app/webroot/files/file/publications/HeatingValue.pdf*

[3] Davidson T. A. (1993). "A simple and accurate Method for Calculating Viscosity of Gaseous Mixtures - Report of Investigations 9456". United States Department of The Interior – Bureau of Mines.

[4] Anonymous. www.engineeringtoolbox.com Last accessed 08.10.2017

[5] Cengel Y. A., Boles M. A. (1996). "Thermodynamics – an Engineering Approach. McGraw-Hill, 2nd Edition, McGraw Hill-Literatur, Istanbul. ISBN: 975 7860 78 6

НАПРАВЛЕНИЕ 9

ТЕХНОЛОГИИ В МАШИНОСТРОЕНЕТО

SESSION 9

TECHNOLOGIES IN MECHANICAL ENGINEERING

TURNTABLE ELECTROHYDRAULIC WIRING DESIGN AND PROTOTYPE MANUFACTURING

Rasim ORHAN[1] **Soner ÇELEN**[1]*

Department of Mechanical Engineering, Namık Kemal University, Tekirdağ, 59830, Turkey

*Corresponding author. Tel.: +90 282 250 2366

E-mail address: scelen@nku.edu.tr

Abstract

Most part of the heavy industry equipment in our country that requires high technology is supplied from abroad. Especially, in sectors such as thermic, natural gas recycling, hydroelectric, wind power plants, petrochemical refineries heavy lifting and assemblying work are always increasing. Moreover, equipment is being at a disadvantaged point when its size is too big to enter narrow and closed areas. In this study, it will be very useful for entering narrow and these aforementioned closed areas and carry almost the same amounts of weight. According to the analysis works and the outcomes founded, design verification work has been finished and in the wake of product design, its prototype manufacturing has been successfully done. This is the first in Turkey where it can carry 420 tons, can turn 360 degrees and smaller than its equivalents which makes it easier to mobilize in narrow places. With this Project, we will decrease Turkey's dependence to abroad on heavy lifting equipment and it will be produced on whatever capacity it is needed. Also, it will be a troubleshooter for firms providing heavy lifting services by supplying equipment to them.

Keywords: Turntable, Hydraulic, Pneumatic, Design.

INTRODUCTION

Men has used machines throughout history for the works that require big power. These hoisters are almost old as humanity and it has vastly changed in parallel with the technological developments. In order to supply the increasing demand, it has been a necessity to create a machine that could carry more every day and doing this while making sure that it is done very securely. The other necessity with increasing competition is to lower the cost as possible. While thinking all of this together, in order to work with maximum performance, businesses have renewed their production processes and conventional designs according to the needs of the era. With the increase in the usage of computers, new designs come in view very quickly. This usage provides an opportunity for control and analyses of the designs to become highly trustful and very fast [1].

Discontinuous lifting machines could be seen in 6 different ways: jacks, blocks, cranes, elevators and forklift trucks. Continuous lifting can be divided into three: with towing member, without towing member and fluid flow conveyers. Cranes and winch composes most parts of the lifting equipment. In these lifting equipment similar constructing elements are used. According to DIN 15001(2) cranes are lifting and carrying elements which can carry the hanged loads and mobilize them in various ways. There are many variations of cranes such as: bridge cranes, portal cranes, rotary cranes and wire cranes. Many cranes could be founded in shipyards. Cranes are used to carry very heavy parts [4].

Within the scope of this thesis study, heavy weight carrying equipment had been produced that could carry with the capacity of 420 tons, can turn 360 degrees and lastly which is in reduced size according to its equivalents.

MATERIAL AND METHODS

After constituting the manufacturing datas (technical drawing, equipment list), laser cutting has been done for ST-52 steel sheets with the needed measurements and welding has been done for the surface. In the wake of this work, heat treating process has been done between 55-60 HRC. On the construction that came after the heating treatment, Wheel

bearing Ø2050x1590/200 has been assembled which helps he 360 degree turns. Hydraulic cylinders are the most effective machine equipment could be used to carry heavy weights in narrow places. In order to use the cylinders, two pistons had been assembled. Cylinders that are used are with the measurements of Ø200x200/120- Ø200x200/180 - Ø240x140/ and they are custom made. Sledges has been assembled to the construction. 71 cc/dev hydraulic pump which has variable displacement and is sensitive to load and flow is used for the transfer of hydraulic oil. For the energy required for the system, 55 kW electrical motor is used. The mounting of hydraulic pistons and hydraulic equipment to the completed construction have been done. The mounting of electric panel and equipment have been done and made appropriate for the working conditions for the system's control unit.

Equipment that are used:

1. ST52 sheet metal
2. Wheel bearing (which provied 360 degree turn)
3. Castermid
4. Hydraulic pistons
5. Hydraulic equipment
6. Control units

RESULTS AND DISCUSSION

Computer Aided Static Analysis

The work for this project has been predicted to be used for lifting and carrying purposes, crawling and the turning body that could make 360^{o} turn was analyzed in two different cases. Limited conditions were designated and two analyses were done for assembly, turning and crawling cases. Later, the analyses were concluded.

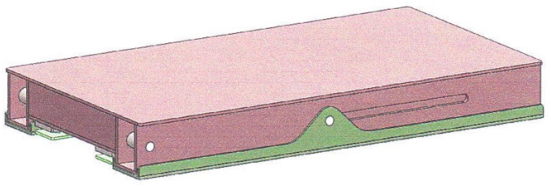


Fig. 1. *Turning Tray Transfer Construction General Outlook*

There has been 1624029 vital points and 981647 staff recruitments made for rotary motion shown in figure 2. The equipment that are used for the rotary motion are seen in Table 1.

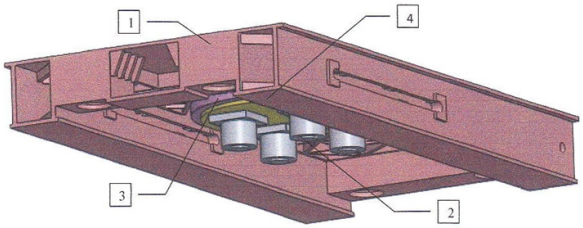


Fig. 2. *Spinning Movement Model General Outlook*

Table 1. *Spinning Movement Model Part List*

Component Number	Name	Material
1	Carrier Body	St-52
2	Spinning Movement Pistons	Rijgid
3	Turning Tray	Rigid
4	Piston Plate	St-52

During the rotary motion, construction turn table assembled rigidly identified hydraulic pistons rises up the load and then rotation operation begins via turntable. In this point, limit conditions are acknowledged as hydraulic pistons being stable to the surface.

Force has been implemented in a way of being vertical and spread as shown in figure 3 to the constructed carrier body. Moreover, gravity effects are taken into consideration, and that the mass comes from the construction are also added to the analysis limit conditions.

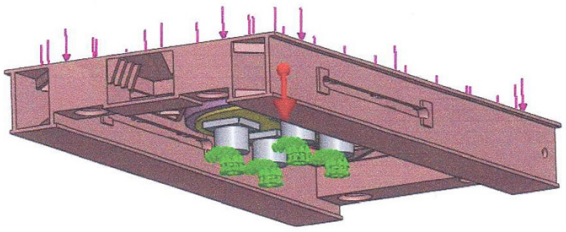


Fig. 3. *Spinning Movement Model Limit Conditions Outlook*

1707568 vital points and 1027684 staff recruitments are made for the crawling motion as shown in figure 4.

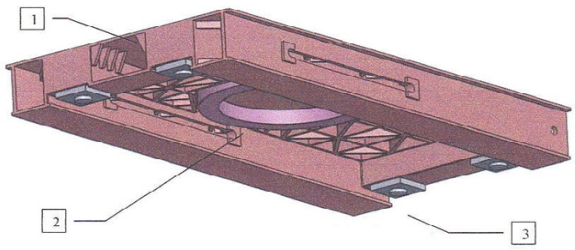


Fig.4. *Dragging Movement Model General Outlook*

Table 2. *Dragging Movement Model Component List*

Component Number	Name	Material
1	Carrier Body	St-52
2	Turning Tray	Rigid
3	Friction Movement Pistons	Rigid

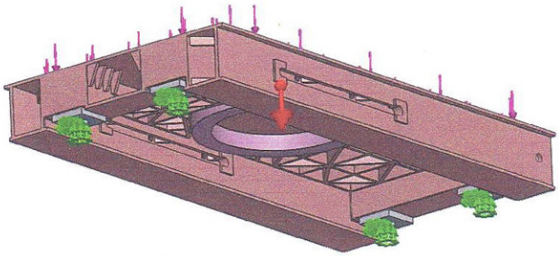


Fig. 5. *Dragging Movement Model Limit Conditions Outlook*

After the hydraulic piston's -which is parallel to the ground, mounted to the four corners of the construction, rigid-defined vertical working, rising the load during the dragging movement in Figure 5, the sled can be moved horizontally thanks to the piston which is parallel to the ground and located in the sides of the construction. After that, the load is lowered to the ground again with the pistons and slided on the sled to put the construction back to the beginning form which causes the dragging movement. Dragging movement continues until the load reaches to its place. For this case, rigid-defined hydraulic pistons are considered constant from the areas of their points which touch the ground.

There is a force applied to the construction carrier body part which is used to load. Also, the gravity effect is considered in the analysis and the weights caused by the construction itself is added to the analysis limit conditions.

As the material, S255J2G2 (a.k.a. St 52) is appointed for the construction analyzed. The gravity effect is taken as the base and acceleration value of gravity (G) is: 9.81 m/s²
Flowing Tension : 255 MPa
Rupture Tension : 520 MPa
Poisson Rate : 0,28
Elasticity Module: 210 GPa

Turning Tray Carrying Construction Research Results

The tension which occurs as a result of spinning and dragging is shown at Figure 6-9.

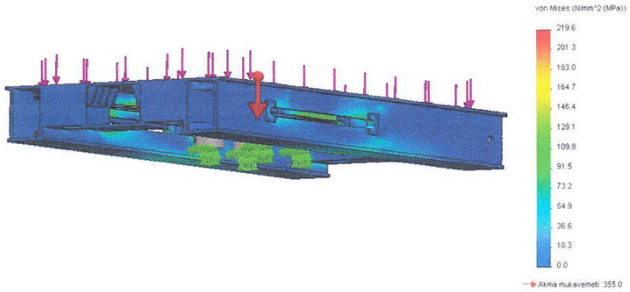


Fig. 6. *Spinning Movement Analysis Result and Tension Distribution*

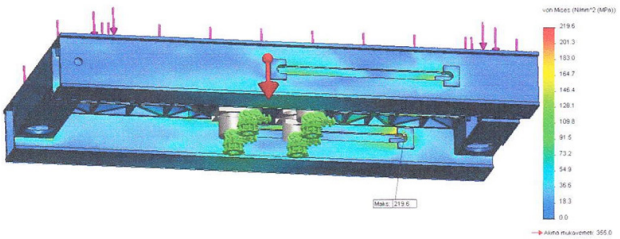


Fig. 7. *The area which has the maximum tension according to the dragging movement analysis result*

When 4120000 N power is applied to the spinning movement model under the mentioned circumstances, the maximum tension reaches to 219,6 MPa in the carrier body part which is made of St-52.

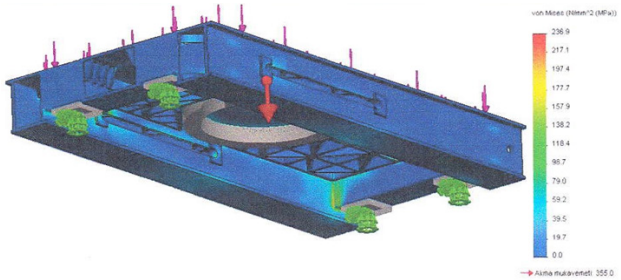


Fig. 8. *Dragging Movement Analysis Result and Tension Distribution*

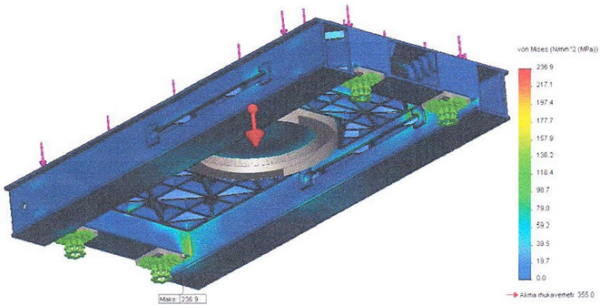


Fig. 9. *The area which has the maximum tension as a result of dragging movement analysis results*

When 4120000 N power is applied to the dragging movement model under the circumstances which is mentioned in Figure 9, the maximum tension reaches to approximately 226,9 MPa in the carrier body part which is made of St-52.

According to the given color diagrams, red areas are the ones which has more tension compared to the others. And the areas with the lowest tension are shown with dark blue. The color gets with light blue, green, yellow and red as the tension rises. The analysis gives the result with the perfect construction and ideal circumstances.

Points of the rigid-defined vertically working hydraulic pistons which are located at the middle of the construction which touch the ground are considered constant in the spinning movement model. When 4120000 N vertical power is applied to the model, the maximum tension reaches to 219,6 MPa in the carrier body which is made of St-52. In this case, the security coefficient is defined approximately 1,62 for the spinning movement model.

Points of the rigid-defined vertically working hydraulic pistons which are located at the middle of the construction which touch the ground are considered constant in dragging movement model. When 4120000 N vertical power is applied to the model, the maximum tension reaches to 226,9 MPa in the carrier body which is made of St-52. In this case, the security coefficient is defined approximately 1,5 for the spinning movement model.

When the analysis result is considered for the construction's two different situations, it's seen that dragging movement model's is more critical for the same load amount. Therefore, it's decided that the maximum load that can be carried securely for the construction is approximately 4120000 N (~ 420 tons).

The analysis made for the construction is only available when the construction is ideal. It contains the situations such as sources' being flawless and acting as if they are whole with the main component, materials' being flawless and undamaged. Also, during the working of the construction, the loading circumstances given in the limit conditions should be considered.

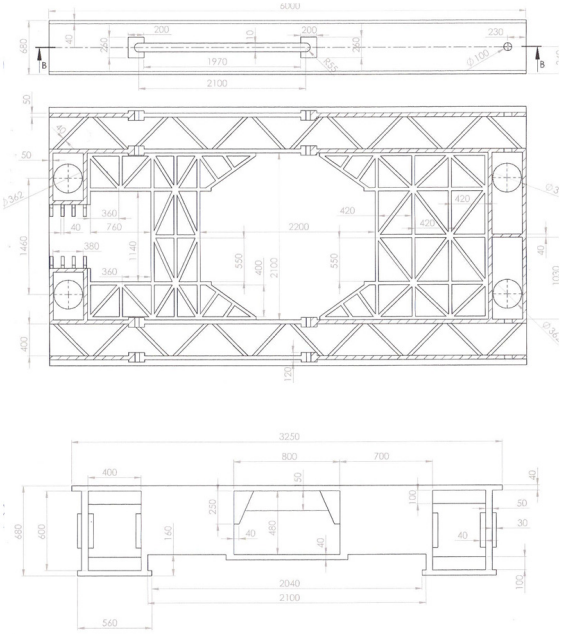


Fig. 10. *Carrier Body General Sizes*

Fig. 11. *Production picture*

The Turning Tray produced in this work can eliminate Turkey's addiction to the abroad about lifting high weights and the waiting times. In the current situation, mounting and lifting service of such weights is provided from abroad in our country. Unfortunately, the cost and the providing times of the firms of abroad is too high.

Table 3. *Comparison to the Equivalents Abroad*

Comparison of the Project to the Potential and Current Ones in Domestic/Foreign Markets			
Technical feature	**Project Output**	**Karun Goldhafer**	**FLJ Shanghai**
Sales Price	200.000EU	585.000 EU	512.000 EU
Progressive Shape	Sliding	Rolling	Rolling
Dimensions	6000x2250x 720 mm	18000x2000x1175	18500x2990x 1070
Tonnage	420	500	270

It's planned to present the hydraulic electrical walkers produced after this work both in and outside of the country. The hydraulic electrical walkers produced in our country will be low-cost compared to the ones abroad. Therefore, they will be likely to be chosen as they will have the price advantage. We will be able to produce utterly with our country's own sources for new international projects after this project succeeds.

Especially in the energy sector, high weight lifting equipment are very expensive and the time to possess these equipment is very long due to the increasing weights. Also, equivalent equipment is disadvantaged in narrow and closed areas because of their sizes. With this project, it's aimed to develop high weight lifting equipment both for the firm and the country. As this domestic lifting equipment are more optimum compared to their equivalents, they will be able to be used in narrow places too.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors acknowledge the support received from the Aydıntaş Aydın Brothers Crane Works and Heavy Transportation Corporation and the Namık Kemal University Research Fund.

REFERENCE

[1] Candaş, A., 2013, "Bir Jib Krenin Deneysel Gerilme Analizi" Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul (in Turkish).

[2] DIN 15001-1, 1973, "Cranes; Vocabulary, Classıficatıon Accordıng To Type".

[3] Taşdemir, B., 2012, "Jib Kren Tasarımı ve Sonlu Elemanlar Yöntemiyle analizi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul (in Turkish).

[4] Akgün, G., 2013, "2x200 Ton Portal Kren Tasarımı ve Sayısal Yöntemle Analizi" Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul (in Turkish).

[5] Orhan, R., 2017, "Döner Tablalı Elektrohidrolik Yürüteç Tasarımı ve Prototip İmalatı", Namık Kemal Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Tekirdağ (in Turkish).

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ИЗСЛЕДВАНЕ НАДЕЖДНОСТТА НА РАБОТА ЗА КЛАС ФРЕЗОВИ МАШИНИ

STUDY OF RELIABILITY FOR A CLASS OF MILLING MACHINES

PhD Madlena Zhilevska
Technical College of Lovech

PhD Marin Zhilevski
Technical University of Sofia

Abstract

This paper examines the reliability for a class of milling machines with digital program control, taking into account the basic subsystems that build them. Experimental studies have been conducted and the results have been compared to several basic signs.

Keywords: milling machines, reliability, CNC.

ВЪВЕДЕНИЕ

Пред съвременните металорежещи машини се поставят високи изисквания по отношение на тяхната работна точност, производителност, надеждност, енергопоглъщаемост, ремонтопригодност и други. Това са взаимосвързани елементи, които трябва да бъдат отчетени при проектирането на фрезовите машини, както и при тяхното изследване.

Високата работна точност е предпоставка за достигане на желаните размери, макро и микро- геометрията на детайлите. Работната точност зависи от качеството на тяхното изработване и от условията за поддържане и ремонт.

Производителността в металообработващите машини се оценява най- често относително чрез количеството детайли, произвеждани за единица време, в сравнение с други подобни машини [1, 2].

Надеждността е комплексно свойство, което включва в себе си или в съчетание свойствата безотказност, трайност, съхраняемост и ремонтопригодност. Надеждността означава, че машините и техните елементи могат да изпълняват зададените функции в течение на времето.

Колкото по-ниски са показателите за надеждност, толкова повече са проблемите по обслужване на машините. Следователно, това води до по-ниска производителност и по-голяма необходимост от настройчици [3, 4].

При модернизацията на клас фрезови машини е въведен допълнителен фиксиращ модул, като целта е да се увеличи производителността, точността на обработка и да се намали времето за работа. Машина от разглеждания клас и съответната блокова схема на подсистемите, които ги изграждат са представени в [5].

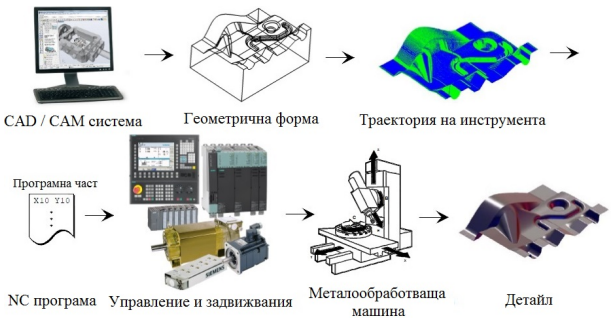
В тази статия е изследвана надеждността на работа за клас фрезови машини с ЦПУ, като са отчетени подсистемите, които ги изграждат. Проведени са експериментални изследвания и са сравнени получените резултати по няколко основни критерии.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Основното изискване към металообработващите машини е да бъде обработен де-

тайл със зададена точност и гладкост за максимално кратко време със зададени оптимални режими на рязане.

При обработка на определена геометрична форма с металообработваща машина с ЦПУ, се преминава през няколко етапа. Процесът на машинна обработка от системата за компютърно проектиране и производство (CAD/CAM) до действителното формообразуване на детайла се характеризира с така наречения „алгоритъм при процес на машинна обработка“. Обща функционална схема на такъв алгоритъм е представена на фиг. 1 [6].



***Фиг. 1**. Алгоритъм при процес на машинна обработка.*

Надеждността е параметър, който пряко е свързан с проектирането. Върху нея влияние оказват следните основни елементи:

- необходимост от задаване на най- тежкия режим на работа на машината;
- изчисляване и избор на подходящи двигатели, преобразуватели, механични части, помпи,уплътнения, електрозадвижвания;
- технико- икономически параметри.

Общата надеждност на фрезовите машини от разглеждания клас се определя от безотказната и ефективна работа на всички подсистеми, които я изграждат: СЦПУ – система за цифрово-програмно управление; ПУ – пулт за управление; БИМ – блок за инструментален магазин; БР – блок режими; БХ - блок хидравлика; БДМ – блок за дозаторно мазане; БО – блок за охлаждане; БЗО – блок за задвижване по координатните оси ; БФМ – блок фиксиращ модул; БГЗ – блок за главно задвижване; БА – блок аларми; БНТ – блок нулеви точки по координатните оси; БИГ – блок импулсен генератор.

Някои от представените системи са обслужващи и тяхната роля е да се повиши експлоатационния живот на другите подсистеми и на цялата машина, както и да се осигури правилното функциониране и да се увеличи надеждността на машината.

- **Пулт за управление, блок режими и блок аларми** - това са блокове, които обслужват металообработващата машина, като те са съобразени изцяло с нуждите на потребителя.

Блокът аларми се грижат за правилната работа на машината и тяхната основна задача е да прекратят работата при някаква опасност или авария. От този блок зависи сигурността на потребителя и неговата надеждна работа.

- **Нулеви точки и импулсен генератор**

Нулевите точки са важна част от работата на металообработващата машина, като чрез тях се осъществява ориентирането на цялата машина и настройка на разработената програма. Върху надеждността на този блок влияние оказва най- вече използваните датчици при позиционното управление. От основно значение се оказва държавата производител, а оттам и неговата цена.

Импулсния генератор се използва за начална настройка за обработка на детайла. Той улеснява значително потребителя и намалява общото време за настройка.

- **Дозаторно мазане** – осигурява мазането с масло на направляващите, по които се придвижват координатните оси. Той е особено значение за увеличаване експлоатационния живот на цялата машина.

- **Блок охлаждане** – участва косвено в процеса на механична обработка. Той е изключително важен, за да бъде осигурена точността на детайла и неговата гладкост.

Система за цифрово- програмно управление представлява съвкупност от функционално взаимосвързани и взаимодействащи технически и програмни средства, осигуряващи зададените траектории на движение на работните органи и съответните последователности от технологични команди. В СЦПУ управляващата информация се транслира, след това се използва в изчислителен цикъл, в резултат на което се форми-

рат съответните команди в реален мащаб на времето за изпълнителните електрозадвижвания [5].

След проведени множество експериментални изследвания, е установено че надеждността на системата за цифрово- програмно управление зависи от технико- икономическите параметри.

Инструментален магазин и блок хидравлика

Инструменталния магазин е устройството, на което се закрепват инструментите, които се използват в процеса на механична обработка. Той е свързан с блока хидравлика, тъй като смяната се осъществява посредством хидравличната система.

След направен преглед в различни класове металообработващи машини е установена постоянна работа на хидравличната система. Посредством подходяща разработена ладер диаграма е предложено решение, при което блока хидравлика да се използва само при смяната на инструмента.

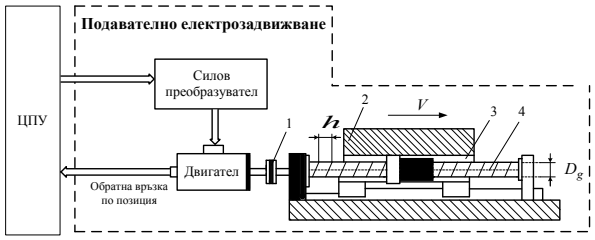
Надеждността на работа на двете взаимосвързани системи се повишава, поради използването на хидравличната система само в процеса на смяна на инструмента. Това значително повишава експлоатационния живот от една страна и намалява разхода на енергия за цялата машина.

Задвижване по координатните оси и шпиндела

Подавателните електрозадвижвания се използват за позициониране на детайла и инструмента, както и те участват в процеса на машинна обработка.

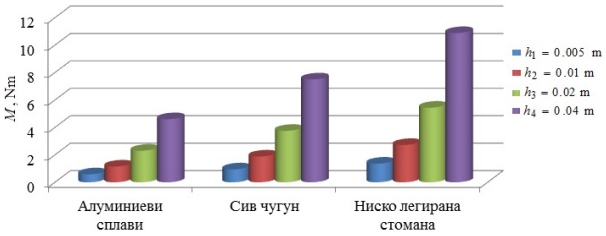
На фиг. 2 е представена схема, илюстрираща използваните съставни елементи за избор на линейно подавателно електрозадвижване за една координатна ос. Използваните означения са следните: ЦПУ – система за цифрово-програмно управление; 1 – куплиране между двигателя и сачмено винтовата двойка; 2 – задвижван механизъм; 3 – направляващи; 4 – сачмено винтова двойка; h – стъпка на сачмено винтовата двойка, D_g – диаметър на винтовата двойка.

При избора на подходящо линейно подавателно електрозадвижване се вземат под внимание редица фактори: особеностите на процеса фрезоване, вида на обработвания материал, типа и коефициента на механичната предавка, параметрите на обработващия инструмент и други. Изчисленията са извършени по методика за избор на подавателно електрозадвижване [7].



***Фиг. 2**. Съставни елементи при избора на подавателно електрозадвижване.*

Извършен е сравнителен анализ между получените номинални стойности на момента на двигателя при различни стъпки $h_1 \div h_4$ на избраната сачмено винтова двойка при материали с различна твърдост. На фиг. 3 са представени графично получените резултати при еднакви стойности на параметрите на фрезовия инструмент и използваната механична предавка.



***Фиг. 3**. Сравнителен анализ при материали с различна твърдост.*

От представената фигура могат да бъдат направени следните изводи:

1. Необходимият момент на двигателя за фрезова обработка значително нараства при материали с по-висока твърдост. Това означава, че при избора на електрозадвижване, от съществено значение е да бъде точно дефиниран най-тежкия режим на механична обработка за машината, за да не бъде усложнено и оскъпено допълнително.

2. С увеличаване на стъпката на механичната предавка, нараства и необходимият момент на двигателя за извършване на фрезова операция.

Надеждността на системата за задвижване по координатите се повишава по следните причини:

- изборът на системи за електрозадвижване с по-високи параметри от изчислените води до значително повишаване на надеждността на работа, тъй като по – този начин, те не работят в своите гранични режими;

- изборът на променливотоково електрозадвижване за сметка на постояннотоково е една от основните тенденции в задвижванията, като при избор на променливотоково се оскъпява цялостната цена от една страна, но се увеличава надеждността.

Проведени са експериментални изследвания, които отчитат работата на всички подсистеми, изграждащи машините от разглеждания клас. Данните са получени от „Дневник“ на фирми при работа в продължение на няколко години при различни натоварвания. Резултатите са представени в табл. 1.

Таблица 1. *Експериментални изследвания.*

Набор машини / Параметри	Машина 1	Машина 2	Машина 3
Брой цикли	200000	108000	102000
Брой позициониране	604800	432000	510000
Работни дни	1260	1260	1260
Работни часове	10000 ч.	9000 ч.	8500
Време за безотказна работа	5000 ч.	3000 ч.	1750
Време за смяна на детайл от оператор	30 сек.	45 сек.	1 мин.
Време за обработка на 1 детайл	2, 5 мин.	5 мин.	4 мин.
Смяна на инструмент	40000 пъти	108000 пъти	102000
Брой ремонти	2	3	5

Експерименталните резултати са направени за период от 5 години при няколко от машините от разглеждания клас.

Направените ремонти са свързани с износване във времето на някои от подсистемите, но те са сравнително малко, поради тази причина като извод може да се отбележи високата надеждност на работа за разглежданите машини.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изследвана е надеждността на работа на клас фрезови машини с цифрово- програмно управление, като са отчетени основните подсистеми, които ги изграждат.

Извършени са експериментални изследвания на няколко машини по различни критерии.

В заключение може да се отбележи високата надеждност на работа на разглежданите машини.

REFERENCE

[1] Popov, G., *Machine tools, part II: Construction and calculation, First book*, Technical University - Sofia, Sofia, 2010, ISBN 978-954-438-756-3.

[2] Popov, G., *Machine tools, part II: Construction and calculation, Second book*, Technical University - Sofia, Sofia, 2011, ISBN 978-954-438-877-5.

[3] Elizavetin, M. A., *Increase of reliability for machines* - Publishing by "Mechanical Engineering" ”.

[4] Reference book, "Radio and communication", *Reliability of technical systems*, Moscow, 1985.

[5] Zhilevski, M., M. Zhilevska, Problems in modernization of milling machines, *Unitech - Gabrovo*, т. 1, 383-386, 2015, ISSN 1313-230X.

[6] Hoffman, P., J., E. S. Hopewell, B. Janes, K. M. Sharp, *Precision Machining Technology*, Cengage Learning, 2011, ISBN 9781435447677.

[7] Zhilevski, M., M. Mikhov, Methodology for selection of feed drives for milling machines, *Proceedings of Technical University of Sofia*, V. 64, № 1, 33-42, Sofia, 2014, ISSN 1311-0829.

EXPERIMENTAL TEST OF HYDRAULIC EXTERNAL GEAR PUMPS

I. Savas DALMIS[1]

S. Ozmen ERUSLU[1] **Murat BAHTİYAR**[2]

[1]*Namik Kemal University Corlu Engineering Faculty Mechanical Engineering Department, Corlu, Tekirdağ, TURKEY* (*idalmis@corlu.edu.tr)*

[2] *Hema Hydraulic Machinery Industry and Trade Company, Çerkezköy, Tekirdağ, TURKEY*

Abstract

In this study hydraulic spur gear pump tests are studied before mass production. The gear pump test set up is developed for verification and validation. The design criterias of equipments of gear pump test setup are determined as handling constituent parts particularly. Experimental application is performed for hydraulic gear pump sample and results are discussed in detail.

Keywords: External Gear Pumps, Gear Pump Performance Criteria, Gear Pump Test Setup, Volumetric Effeciency of Gear Pumps.

INTRODUCTION

The use of hydraulic systems and hydraulic pumps dates back to the very beginning. Gear type pumps is developed at the years of Second World War. Basic principles and parameters of gear pumps are based at that times works. Recently hydraulic pumps are preferred according to hydraulic systems requirements. Especially hydraulically powered positive displacement pumps are very popular nowadays.

External gear pumps (EGPs) have gained popularity among applications in many fields like fluid power transmissions and systems, automotive, aerospace thanks to their advantage of simplicity, robustness and low cost. Several studies were performed to analyze and innovate the gear profiles of EGPs to achieve better performance, in terms of flow smoothness power to weight ratio [1]. Flow non-uniformity at the outlet port is considered as one of the most important detrimental features for all positive displacement pump designs. As a matter of fact, low level of outlet flow fluctuation leads to low levels of noise emissions and reduced chances of mechanical vibration in the downstream systems [1,2,3]

In literature studies, it has been seen that researchers are mainly working on the analysis of hydraulic pumps using the finite element method.

Refs. [4] contain a good description of the hydraulic systems using gear pump as a power source and taking countermeasures for noise and vibration reduction. Mucchi et al. in [4] have developed a model which has been assessed using experiments: the experimental accelerations and acoustic pressure measured in operational conditions have been compared with the simulated data coming from the combined model. The combined model can be considered a very useful tool for design optimization.

Refs. [4] include useful explanations about spur gears “The simulation of the dynamic behavior of a speed-increasing gearbox was also carried out using finite element (FE) methods in [5], where a 3D-contact FE model is used to model the time variable meshing stiffness of the gears, while the gearbox housing is modelled using tetrahedral solid elements. The combined analyses of gears and oil bearings have been developed in the literature using several oil bearing formulations. In particular, in Ref. [6] the dynamics of a spur gear pair supported by journal bearings was studied using the theory proposed in [7]. Gearbox vibrations have been widely studied in the literature by using several methods; in [8] by using a torsional vibration model, in [9, 5] by using an FE model, in [10,11] by using a multibody model.

Moreover, the noise and vibration behaviour of a gearbox has been modelled by using FE methods in [9]. The emitted noise of gear pump has also received attention in [12-14]."

Rana in [15] presented work with the help of external helical gear type gear pump test rig to generate experimental data with the contaminated burnt oil as fluid medium. Setup was run at a different rpm with the speed of motor through vari-o-state, which measured the help of the tachometer. At a different rpm of the gear rotor was checked the performance of the external gear pump. This data were validated with the theoretical estimation.

Egbe in [16] presented an experimental study on testing the external gear pump. The components of the external gear pump were assembled and the pump was coupled to an electric motor (0.64kw, 1400rpm). The suction port was connected to the oil tank of a laboratory hydraulic rig and the discharge to the inlet of test rig. The oil discharge (in litres/minute) of the pump was measured at different pressure heads.

Unlike previous studies, the performance of the five produced gear pumps were examined for flow rate variations, volumetric efficiency and pressures by means of a test setup and the results were presented graphically.

MATERIAL AND METHOTS

In this section gear pump test setup equipments are presented. The setup is capable of newly designed hydraulic gear pumps verification and validation.

Hydraulic Gear Pump Test Setup Equipments

Setup Chassis

The Chassis is designed for mounting equipments of hydraulic gear pump test set up seen in figure 1.

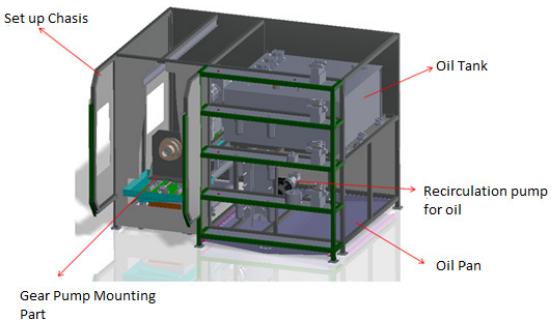


Fig. 1. *Gear pump test setup chassis*

Here the Chassis is designed from structural steel it is designed for standart spur gear pump test.

Excessive oil is collected at Oil pan at the base part of chasis. Recirculation pump is used for circulation of excessive oil to Oil tank. Suction and delivery hoses (2-2.5m) are handled for transfering oil from oil tank to gear pump [17].

The Driving Unit

The driving Unit is mounted at the back of Gear Pump Mounting section seen in figure 2. Driving units are used for hydraulic gear pump test samples. Security cages are used for the security of rotating parts. Servo Motor is prefered at driving unite it must work both clockwise and counterclockwise. Maximum torque values at ultimate rotating speed must be reached at the electric motors. Torque meter is handled between gear pump samples and motors. Guideway is preferred for demontage of system equipments (Gear Pump Samples, Torque Meter).

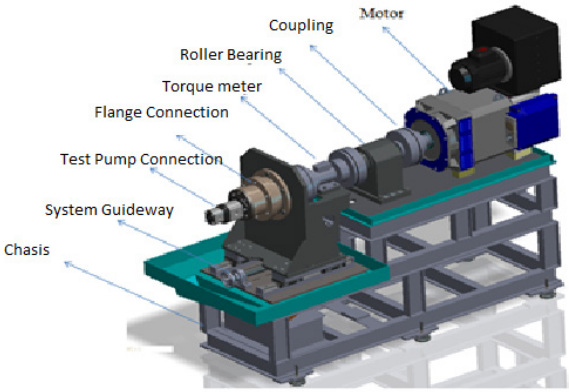


Fig. 2. *The driving unit*

Tests at Gear Pump Samples

Gear Pump Performance

Gear pump samples are evaluated according to pump effciency values. Possitive displacement gear pumps flow characteristics are directly proportional with pump shaft rotating speed. The amount of displaced hydraulic fluid is equal to pump geometric volume at these gear pumps. Volumetric performance values are decreasing from theoretical performance beceause of the leakages occured at spaces and seals. Gear Pumps volumetric performance is about % 85–96. Volumetric and total efficiency may be defined as following formullas.

$$\eta_v \ \ (Volumetric\ Efficiency) = \frac{Real\ Flow\ Rate}{Theoritical\ Flow\ Rate} \quad (1)$$

$$\eta_0 \ \ (Total\ Eff.) = \frac{Output\ Power}{Input\ Power} \quad (2)$$

Gear Pump input power is defined as follow

$$Input\ Power\ (W) = \frac{Fluid\ Pressure * Real\ Flow\ rate * 100}{Total\ Eff.} \quad (3)$$

Gear Pump Performance Curves

Gear pumps are evaluated according to definition curves. Definition curves are indicated flow rate variation versus hydraulic pressure. In figure 3 definition curves of new and worn gear pump is presented.

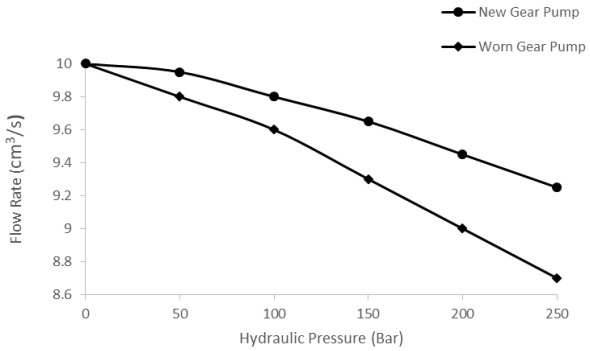


Fig. 3. *Flow rate variation with increasing hydraulic pressure for new and worn gear pumps*

It is seen from figure the hydraulic fluid leakeage flow rate is about %7 for new gear pumps where %13 for worn gear pumps.

Gear Pump Performance Test Criterias

Performance Tests are used for the validation of gear pumps under different pressure and speed values for high temperature conditions .Pump efficiency values are evaluated according to international standart SAE J745 and customer demands. Volumetric efficiency values are compared. These test is validated the gear pumps according to flow rate variation with increasing hydraulic pressure. The real flow rate values are collected from tests compared with theoritical flow rate values. These procedure applied to spur gear pumps for increasing rpm values (750rpm-3000rpm) seen in figure 4. Hydralic fluid temperature is 50 ℃ at these analysis.

It is seen that life test, hydraulic pressure and rpm values are important parameters effective on volumetric efficiency of gear pumps.

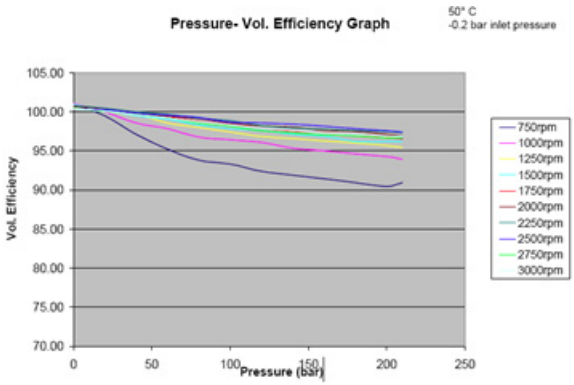


Fig. 4. *Volume efficiency of gear pumps with pressure for different rpm values*

Gear Pump Tests

Gear pumps are mounted to test set up with bolted connections seen in figure 5. Five Gear Pump samples are tested according to conditions below according to customer demands.

Fig. 5. *Connection of gear pumps to test setup*

The Aim of test: The measurement of volumetric efficiency values of for different pressure and speed values.

Test Conditions: Gear Pumps are tested for 0-200Bar test pressure,1000-3000 rpm test speeds. ISO Vg68 Hydraulic fluid is used at tests. Fluid temperature is 50 °C in our tests.

Acceptence Criteria: Minumum 39.5 lt/min flow rate under 200Bar pressure, 1500rpm for 50°C fluid temperature is aimed.

Tested Hydraulic Gear Pump Caracteristics

Hydraulic gear pumps (figure 6) are designed as externally geared, work at 6-25

cm3 / cycle , 250 bar operating pressure, 3000 cycle/min operating speed. Pump external body material is aluminium, gear material is 20CrMoV5 alloy. Five same type gear pump samples are used at tests for design verification and validation.

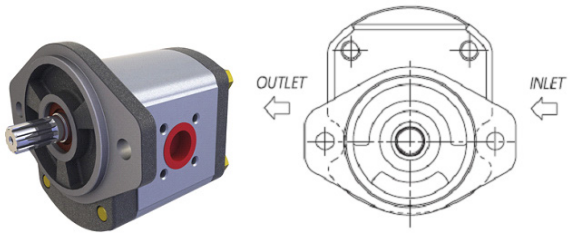


Fig. 6. *Hydraulic external gear pumps at tests*

RESULTS AND DISCUSSION

In the study five same type spur type gear pumps are tested according the test conditions presented at previous section.

First Gear pump Test Results

Gear Pump performance test results for first gear pump is given at figure 7-8.

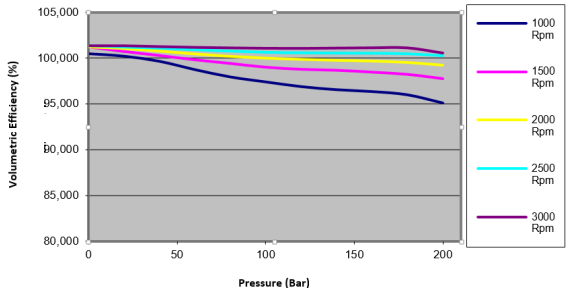


Fig. 7. *Volumetric efficiency variation with pressure for increasing speed (First gear pump)*

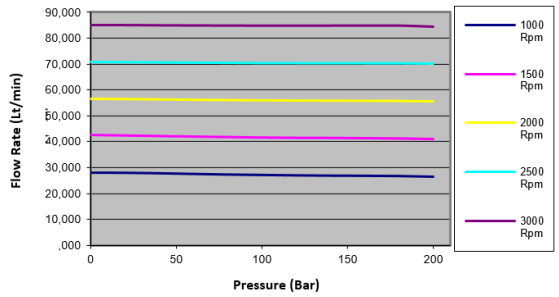


Fig. 8. *Flow rate variation with pressure for increasing speed (First gear pump)*

The graphics show that the first gear pump reach 41.7lt/min flow rate with %97.79 vol.eff. under 200 bar pressure and 1500 rpm speed. This gear pump is pass the test according to acceptance criteria above.

Second Gear pump Test Results

Gear Pump performance test results for second gear pump is given at figure 9-10.

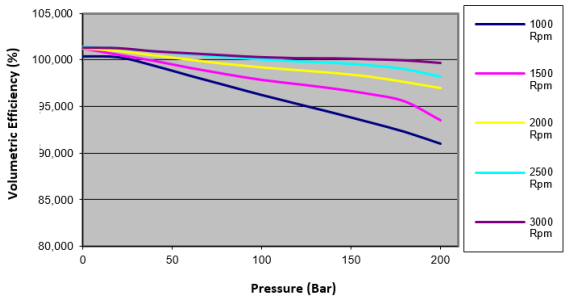


Fig. 9. *Volumetric efficiency variation with pressure for increasing speed (Second gear pump)*

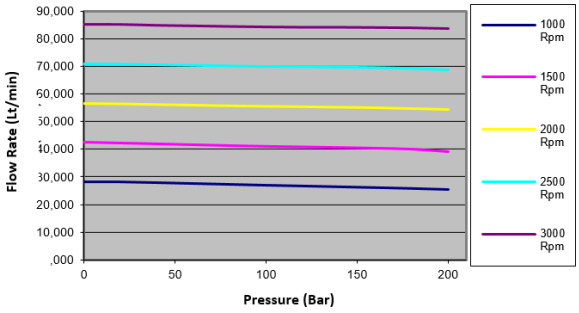


Fig. 10 *Flow rate variation with pressure for increasing speed (Second gear pump)*

The graphics show that the second gear pump reach 39.28 lt/min flow rate with %93.52 vol.eff. under 200 bar pressure and 1500 rpm speed. This gear pump isn't pass the test according to acceptence criteria above.

Third Gear pump Test Results

Gear Pump performance test results for third gear pump is given at figure 11-12.

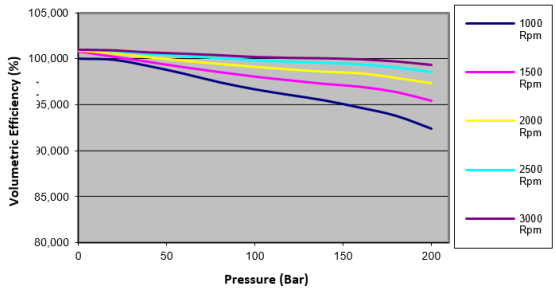


Fig. 11 *Volumetric efficiency variation with pressure for increasing speed (Third gear pump)*

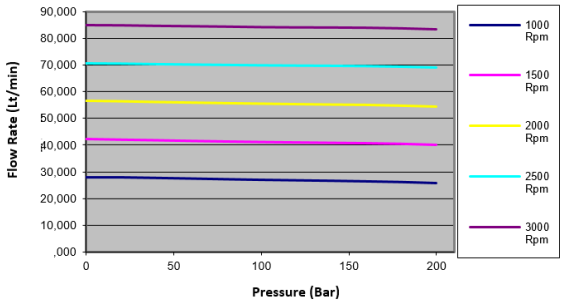


Fig. 12 *Flow rate variation with pressure for increasing speed (Third gear pump)*

The graphics show that the third gear pump reach 40.07 lt/min flow rate with %95.40 vol.eff. under 200 bar pressure and 1500 rpm speed. This gear pump is pass the test according to acceptence criteria above.

Fourth Gear pump Test Results

Gear Pump performance test results for fourth gear pump is given at figure 13-14.

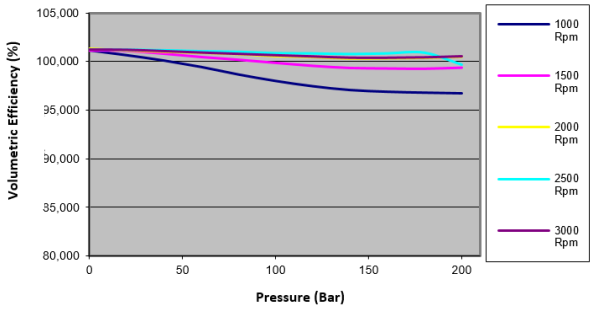


Fig. 13 *Volumetric efficiency variation with pressure for increasing speed (Fourth gear pump)*

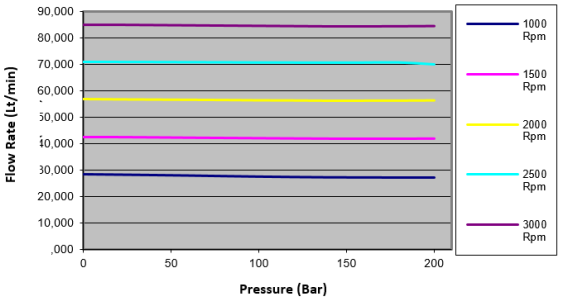


Fig. 14 *Flow rate variation with pressure for increasing speed (Fourth gear pump)*

The graphics show that the fourth gear pump reach 39.4 lt/min flow rate with %93.81 vol.eff. under 200 bar pressure and 1500 rpm speed. This gear pump isn't pass the test according to acceptence criteria above.

Fifth Gear pump Test Results

Gear Pump performance test results for fifth gear pump is given at figure 15-16.

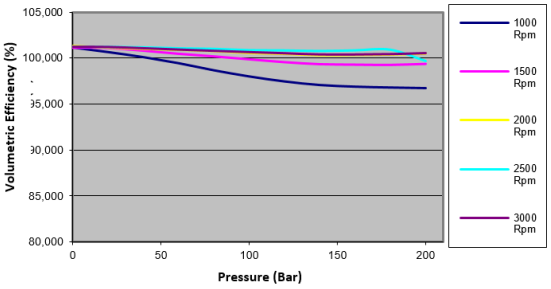


Fig. 15 *Volumetric efficiency variation with pressure for increasing speed (Fifth gear pump)*

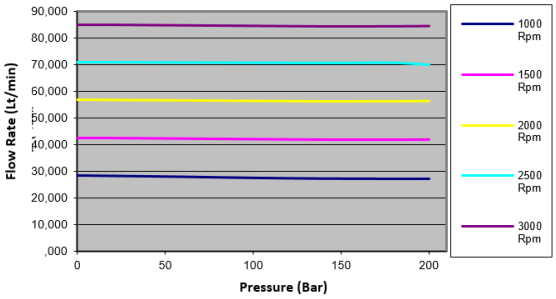


Fig. 16 *Flow rate variation with pressure for increasing speed (Fifth gear pump)*

The graphics show that the fifth gear pump reach 41.74 lt/min flow rate with %99.37 vol.eff. under 200 bar pressure and 1500 rpm speed. This gear pump is pass the test according to acceptence criteria above.

CONCLUSIONS

In this study hydraulic spur gear pump tests are performed with designed gear pump test setup. Five same type gear pump test results are evaluated according to acceptence criterias. Test results show that tested newly designed spur gear is found suitable for mass production. Higher volumetric efficiency values may be obtained with controlling the hydraulic fluid leakeage at gears. The teeth form a visible trace on the body at first tests at gear pumps. The tolerance between the body and gears must be suitable to provide seal at the gear pumps. For this reason the gear pumps not passed the test must be dismounted

and investigated.The tolerance values must be redetermine for new productions.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank HEMA Hydraulic Machinery Industry and Trade Co., for their technical support in the analysis and experimental processes.

REFERENCE

[1] Zhao, X., & Vacca, A. (2017). Formulation and optimization of involute spur gear in external gear pump. Mechanism and Machine Theory, 117, 114-132.

[2] Opperwall T., A. Vacca , (2014). A combined FEM/BEM model and experimental investigation into the effects of fluid-borne noise sources on the air-borne noise generated by hydraulic pumps and motors, Proc. Inst. Mech. Eng. Part C 228 (3) 457–471.

[3] Ivantysyn J., M. Ivantysynova , (2001). Hydrostatic Pumps and Motors, Akademia Books International, New Delhi, India.

[4] Mucchi, E., Rivola, A., & Dalpiaz, G. (2014). Modelling dynamic behaviour and noise generation in gear pumps: procedure and validation. Applied Acoustics, 77, 99-111.

[5] Li R, Yang C, Lin T, Chen X, Wang L. (2004). Finite element simulation of the dynamical behaviour of a speed-increase gearbox. J Mater Process Technol;150:170–4.

[6] Theodossiades S, Natsiavas S. (2001). On geared rotordynamic systems with oil journal bearings. J Sound Vib; 243:721–45.

[7] Childs D, Moes H, Van Leeuwen H. (1977). Journal bearing impedance descriptions for rotordynamic application. J Lubr Technol; 99:198–214.

[8] Bozca M. (2010). Torsional vibration model based optimization of gearbox geometric design parameters to reduce rattle noise in an automotive transmission. Mech Mach Theropy; 45:1583–98.

[9] Hajzman M, Zeman V. (2005). Modelling of gearbox vibration and noise. Appl Math Mech; 5:93–4.

[10] Vanhollebeke F, Helsen J, Peeters J, Vandepitte D, Desmet W. (2012). Combining multibody and acoustic simulation models for wind turbine gearbox NVH optimisation. Leuven: ISMA.

[11] Helsen J, Vanhollebeke F, Marrant B, De Coninck F, Vandepitte D, Desmet W. (2011). Updated wind turbine gearbox multibody model with optimized flexible housing to deliver inputs for acoustic calculations. In: ECCOMAS multibody conference, 4–7 July 2011, Brussels.

[12]Kojima E, Nagakura H. (1982). Characteristics of fluidborne noise generated by fluid power pumps (1st report, mechanism of generation of pressure pulsation in axial piston pump). Bull JSME 25/199.

[13] Kojima E, Shinada M, Yoshino T. (1984). Characteristics of fluidborne noise generated by fluid power pump (2nd report, pressure pulsation in balanced vane pump). Bull JSME; 27/225.

[14] Kojima E, Shinada M. (1984). Characteristics of fluidborne noise generated by fluid power pump (3rd report, discharge pressure pulsation of external gear pump). Bull JSME; 27(232):2188–95.

[15] Rana D.A. (2015). Performance evaluation of external gear pump with the used of burnt oil. International journal of advanced technology in engineering and science. Volume No 03, Special Issue No. 01

[16] Egbe, E. A. P. (2013). Design Analysis and Testing of a Gear Pump. Research Inventy: International Journal of Engineering and Science, 3(2).

[17] Bahtiyar M. (2014). Namık Kemal University Institute of Science and Technology. Graduate Seminar.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОКРИТИЯ ОТ ALN, ПОЛУЧЕНИ ЧРЕЗ ПОСТОЯННОТОКОВО РЕАКТИВНО МАГНЕТРОННО РАЗПРАШВАНЕ

A RESEARCH OF ALN COATINGS OBTAINED FROM DIRECT CURRENT REACTIVE MAGNETRON SPUTTERING

NIKOLAY IVANOV
Institute of Elecronics
Bulgarian Academy of Science
72 Tzarigradsko Chausse
1784 Sofia
BULGARIA

DIMITAR DECHEV
Institute of Elecronics
Bulgarian Academy of Science
72 Tzarigradsko Chausse
1784 Sofia
BULGARIA

MARIA ORMANOVA
Institute of Elecronics
Bulgarian Academy of Science
72 Tzarigradsko Chausse
1784 Sofia
BULGARIA

PETAR PETROV
Institute of Electronics
Bulgarian Academy of Science
72 Tzarigradsko Chausse
1784 Sofia
BULGARIA

Abstract

An AlN coating obtained from DC reactive magnetron sputtering has been applied over preliminary surface cathode-ray modified and plasma nitrated samples made of tool steel W320. The resulting layers have been examined through X-ray diffraction, microhardness measurement and CALOTEST regarding respectively microstructure, microhardness and endurance.

Keywords: Direct Current magnetron sputtering, microhardness, X-ray diffraction, CALOTEST

ВЪВЕДЕНИЕ

С нарастването на технологичните приложения на тънки слоеве от нитриди се увеличава и изследователския интерес към тези материали. В частност AlN е атрактивен материал благодарение на високата си температура на топене(~2400ºC), топлопроводност($260Wm^{-}1K^{-1}$), много висока твърдост ($2.10^{3}kgf.mm^{-2}$), химическа и топлоустойчивост, високо специфично електрическо съпротивление ($\rho=10^{9}$-$10^{11}\Omega.m$) и др.[1,2,3]. Благодарение на много добрите си оптични и електроизолационни свойства AlN намира приложение в оптиката и микроелектрониката[4,5], както и като антикорозионно покритие върху Al и неговите сплави [6,7,8].

Алуминиевият нитрид може да бъде получен като тънкослойно покритие чрез различни методи: молекулярна лъчева епитаксия (MBE), химическо парно отлагане (CVD), реактивно разпрашване и др. А най-

често използваният метод е постояннотоково реактивно магнетронно разпрашване, поради своята простота, относително ниски разходи и възможността за получаване на покрития с добро качество.

В настящата работа чрез DC- реактивно магнетронно разпрашване са получени слоеве от AlN върху инструментална стомана W320 с предварително извършени обработки електроннолъчева повърхностна модификация и плазмено нитриране. Чрез прилагане на елекроннолъчева обработка върху образец от W320 се постига подобряване на механичните му свойства в резултат на високотемпературно нагряване и охлаждане при много високи скорости. Това довежда до издребняване структурата на материала, както и до повишаване на твърдостта. С помощта на метода „плазмено нитриране“ се нанася втори слой обогатен с азот. По този начин се получава двуслойна структура с подобрени експлоатационни свойства.

Получените експериментални образци от инструментална стомана W320 с обработки ЕЛО+ ПН + AlN са изследвани по отношение на микроструктура, микротвърдост и износоустойчивост.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Експериментите са извършени върху образци от инструментална стомана W320 (0,31%C, 0,34%Si, 0,35%Mn, 2,9%Cr, 0,016%P, 0,013%S, 2,8%Mo, 0,5%V) с размери 20x20x4mm. Преди отлагане на слоевете от AlN са приложени последователно две повърхностни обработки: електроннолъчева модификация и плазмено нитриране.

Елекроннолъчева модификация се извършва със сканиращ електронен лъч върху инсталация ESW 300/15-16 – Leybold Heraeus. Технологичните параметри на процеса са: ускоряващо напрежение - 55kV, ток на електронния лъч – 40mA, скорост на преместване на образеца – 40mm/s, честота на електронния лъч – 1kHz.

Обработката плазмено нитриране е осъществена върху инсталация Йон50 в газова среда от 70%N_2 + 30%H_2 при температура 600ºC и време на третиране 8-24 часа.

Покритията от AlN са получени чрез реактивно постояннотоково магнетронно разпрашване на Al – мишена с диаметър 100mm и чистота 99,95. Подложките се загряват до температура T=290ºC.

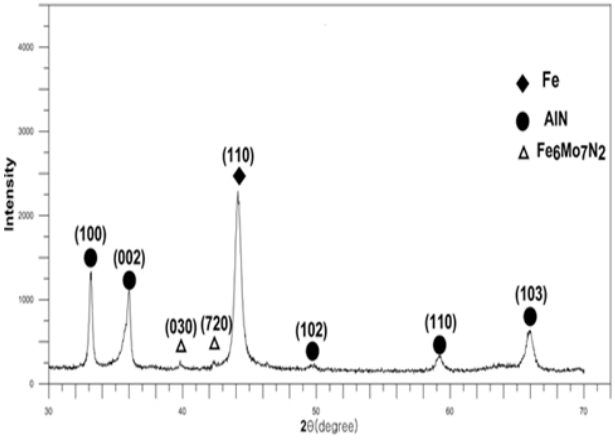
За предотвратяване на термичен шок, както и на големи вътрешни напрежения в слоя от AlN , образците се изваждат от вакуумната камера след като се охладят до стайна температура.

Структурата на експерименталните образци е изследвана с помощта на дифрактометър D8 Advance с меден анод и Lynx Eye – детектор. Измерванията са направени в обхват на ъгъл 2θ от 30ºдо 70º със стъпка 0,1º.

За изследване на микротвърдост,(HU), модул на еластичност(E) и енергия на пластична деформация(W_r) е използвана методика за измерване с нанотестер FISHERSCOPE H100.

Методът CALOTEST се използва за оценка на износоустойчивост .

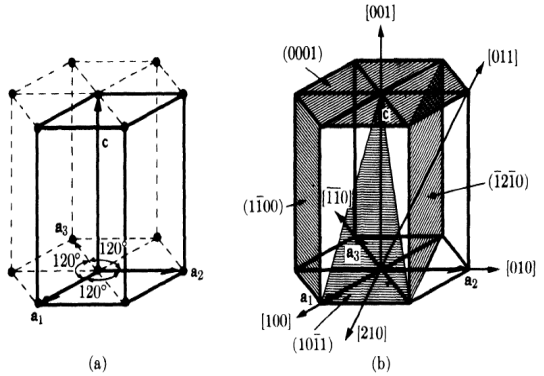
На фиг. 1 е показана рентгенова дифрактограма на инструментална стомана W320, предварително обработена с ЕЛО+ПН и след това нанесено покритие от AlN.



Фиг.1 *Рентгенова дифрактограма на образец от W320 с обработки ЕЛО+ПН+AlN*

След направения анализ се виждат дифракционни максимуми, съответстващи на чист AlN с хексагонална кристална решетка (Фиг.2) и пространствена група $P6_3mc$ (186). Наблюдават се и пикове, съответстващи на желязо, произлизащо от стоманената подложка, както и такива на фазата Fe_6MoN_2. Наличието на последното съеди-

нение е в резултат от предварителната електроннолъчева обработка и последващото плазмено нитриране. Експериментално получените параметри на елементарната клетка на AlN са както следва: a=3,119Å и c= 4,989Å. Важно е да се отбележи, че така получените стойности са в добро съгласие с обявените в кристалографската база данни ICDD (International center for diffraction data) a=3,111Å и c=4,979Å, което означава, че наличието на остатъчни напрежения, характерни за покрития получени чрез DC магнетронно разпрашване, е незначително. Следователно, така установените технологични параметри са подходящо избрани за получаване на дискутираните покрития.



Фиг. 2. *а) схема на хексагонална елементарна клетка; b)индекси на равнини и направления в хексагонална елементарна клетка[9]*

За изследване на микротвърдост(HU), модул на еластичност(E), енергия на пластична деформация(W_r) е използвана методика за измерване с нанотестер. Избрана е натоварваща сила на измерване F=5mN. Тя осигурява проникване на индентора до една четвърт от дебелината на покритието без да го разрушава.Получените резултати са представени както следва:

1)образец от стомана W320 с обработки ЕЛО+ПН+AlN

- HU = 24297 MPa ;E= 223 GPa ; W_r =14,33% W_t

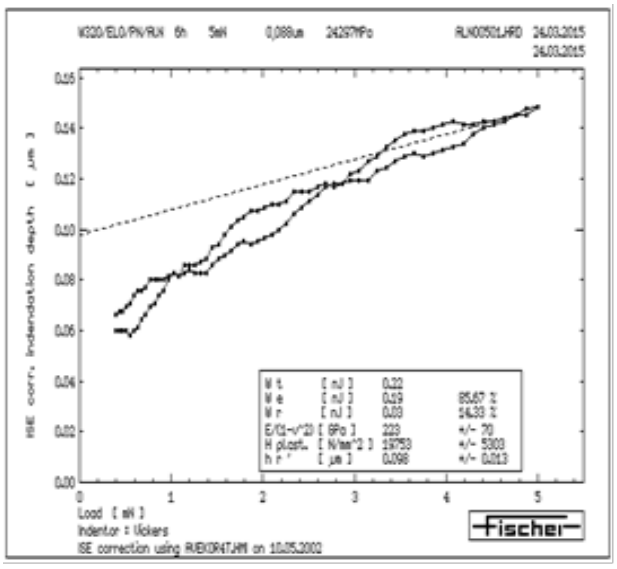
h_r = 0,098μm

2) образец от стомана W320 без обработки

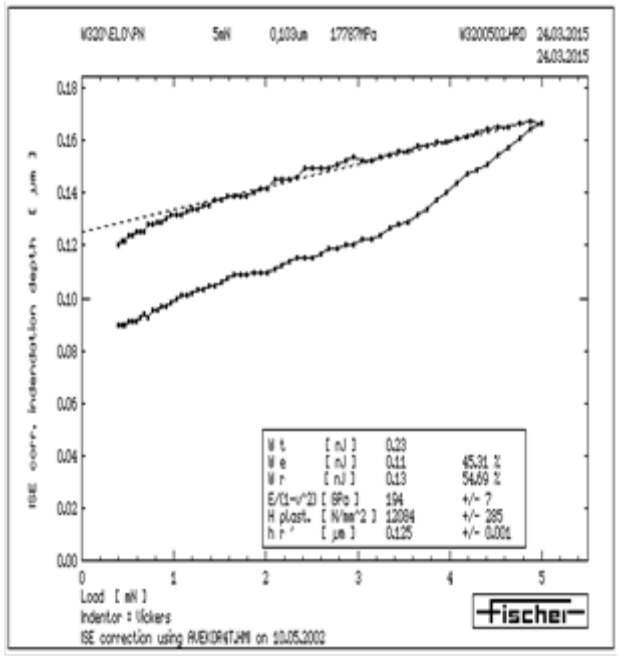
- HU = 17787 MPa; E = 194 GPa ; W_r = 54,69%W_t ; h_r = 0,125μm,

където W_r е пълната енергия на натоварване, h_r е дълбочина на проникване на индентора.

Анализът показва, че в резултат на приложените обработки твърдостта на образеца се е повишила 1,4 пъти, а модулът на еластичност е нарастнал от 194GPa на 223GPa.



а) ЕЛО+ПН+AlN



б) страна без обработки

Фиг. 3. *Зависимост на дълбочината на проникване на индентора на твърдомера от нарастване на натоварващата сила до F_{max} = 5 mN*

На фиг. 3 а), б) в графичен вид са представени резултатите от направеното изследване на образец от стомана W320 с

извършени обработки ЕЛО+ПН+AlN, както и на образец без обработки Получените стойности от наноиндентация на експерименталните образци са близки до тези, съобщавани от други автори[10,11].

Експерименталните образци от инструментална стомана W320 с последователно извършени обработки електроннолъчева модификация, плазмено нитриране и покритие от AlN са изследвани на износване с прилагане метода CALOTEST. Резултатите са поместени в Таблица1. За сравнение в същата таблица са поместени резултати от изследване на износване на образци от инструментална стомана W320 с предварителни обработки елекроннолъчева модификация и плазмено нитриране и последващо нанасяне на покритие от CrN, съответно TiN. Технологичните параметри на обработките елекроннолъчева модификация и плазмено нитриране за тези образци са идентични на образците със следващо покритие от AlN.

Таблица1. *Технологични параметри при определяне коефициента на износване за образци с обработки ЕЛО/ПН/AlN, ЕЛО/ПН/CrN, ЕЛО/ПН/TiN и без обработки*

Обр. №	Горен слой	d, μm	t, min	Vu, μm^3
14	ЕЛО/ПН/AlN	0.125	30	698.43
14	Гръб	0.435	5	102439.1
30	ЕЛО/ПН/CrN	0.23	30	8005.8
24	ЕЛО/ПН/TiN	0.2825	5	18220.9

Обр. №	Lu, mm	Fn, N	K, $(\mu m^2/N)*1000$
14	861616	0.624	0.0013
14	143602.7	0.624	1.1431
30	861616	0.624	0.0149
24	143602.7	0.624	0.2033

където:

- d, μm – диаметър на износения участък
- t, min – време на износване
- Vu, μm^3 – обем на износения участък
- Lu, mm – изминат път в процеса на износване
- Fn, N – натоварваща сила
- K, $(\mu m^2/N)$ – коефициент на износване

Коефициентът на износване K, $\mu m^2/N$ се определя като отношение на обема на износения участък V_u , μm^3 и произведението от изминатия път L_u, mm и натоварващата сила F_n , N.

Определеният коефициент на износване на повърхнината с покритие от AlN - K = $0{,}0013.10^3$ μm^2 / N е на порядък по-нисък от коефициента на износване на модифицираната повърхнина с отложено покритие от CrN, т.е. ЕЛО+ПН+CrN - K = $0{,}0149.10^3$ μm^2 / N и 156 пъти по-нисък от коефициента на износване на повърхнина с покритие от TiN - ЕЛО+ПН+TiN - K = $0{,}2033.10^3$ μm^2 /N.

За повърхнина на образец от инструментална стомана W320 без повърхностна обработка определеният коефициент на износване е K = $1{,}1431.10^3$ μm^2 / N, т. е. 879 пъти по- висок от коефициента на износване при повърхнина с обработки ЕЛО+ПН+AlN

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Върху подложки от инструментална стомана W320 с предварително извършени електроннолъчева обработка и плазмено нитриране е нанесено покритие от AlN с дебелина 2 μm чрез постояннотоково реактивно магнетронно разпрашване. В резултат от проведените изследвания експерименталните резултати могат да се обобщят както следва:

1)Получените слоеве от AlN са с хексагонална кристална решетка с експериментално получени параметри a = 3,119 Å и c = 4,989 Å, които са в добро съгласие със стойностите, обявени в кристалографската база данни ICDD (Internationa center for diffraction data) a = 3,111Å и c = 4,979Å. Това означава, че получената структура е с незначителни вътрешни напрежения, а технологичните параметри на отлагане на покритията от AlN чрез постояннотоково магнетронно разпрашване са много точно определени.

2)Физико-механичните характеристики на експерименталните образци от инструментална стомана W320 с извършени обрбоки електроннолъчева модификация, пламно нитриране и отлагане на покритие от

AlN, са определени чрез наноиндентация и CALOTEST.

Получени са стойности на микротвърдост HU = 24297 MPa и модул на еластичност E = 223 GPa, които са по-високи 1,4 и съответно 1,15 пъти от същите показатели за изходния материал стомана W320 .

С прилагане на метода CALOTEST на експерименталните образци от стомана W320 с обработки ЕЛО+ПН+AlN е определен коефициент на износване K = 0,0013 $.10^3$ μm^2 /N, който е с един порядък по-нисък от коефициента на износване на образец от стомана W320 с обработки ЕЛО+ПН+CrN и съответно 156 пъти по-нисък от коефициента на износване на образец от стомана W320 с обработки ЕЛО+ПН+TiN.

Получените в настоящата работа резултати дават основание за продължаване изследванията върху покрития от AlN в посока твърди и износоустойчиви приложения.

REFERENCE

[1]Stride,S. and Morkos,H.,(1992), J.Vac.Sci.Technol.,B10, 1237

[2] Milehaum,J.R., Pearton,S.J.,Abernathy,C.R., MacKenzie,J.D.,Shul,R.J.,and Kilcoyne,S.P.,(1995), Appl.Phys.Lett., 67,1119

[3]Okano,H.,Tanaka,N.,Takahashi,Y.,Tanaka,T.,Shibata,K. and Nakano,S., (1992), .Appl.Lett., 64,166

[4]Fahtimula,A.andLakhani,A.A.,(1983)J.Appl.Phys..,54,4586

[5]Okamura,S.,Nishi,H.,Imada,T. and Hashimoto,H.,(1982), Appl.Phys.Lett.,40,689

[6] Monz,K.H.,Dunh,N.Q.,Huter,M.,Raile,E.P. and Pulker,H.K.,(1995), Vacuum in Forshung und Praxis,3,221

[7]Pauleau,Y.,Hantzpergue,I.I.andRemy,I.C.,(1979), Bull. Soc. Chim.Fr.,I.,199

[8] Aita,C.R. and Tait,W.S., (1992),Nanostructured Mater.,1,269

[9]Cllity, B.D., (1956), Elements of x-ray diffraction, p.156, ADISSON-WESLEY PUBLISHINGCOMPANY.INC.READING,MASSACHUSETTS

[10] Park,J.K. and Baik,Y.J.,(2005),The crystalline structure,hardness and thermal stability of AlN/CrN superlattice coating prepared by D.C. magnetronsputtering,Surf.&Coat.Technol.,200, 1521

[11]Barshilia,H.C.,Deepthi,B.,Rajam,K.S.,(2008), Growth and characterization of AlN-coatings prepared by pulsed-direct current reactive unbalanced magnetron sputtering,Thin Solid Films,516,4173

SURFACE ELECTRON BEAM ALLOYING LIGHT METALS USING TICN NANOPARTICLES

R. Lazarova[1], R. Dimitrova[1], St. Parshorov[1], P. Petrov[2]

[1]*Institute of Metal Science Equipment and Technology with Hydro- and Aerodynamic Center "Acad. A. Balevski"- BAS, 67 Shipchenski prohod blvd.,1574 Sofia, Bulgaria*

[2]*Institute of Electronics "Acad. E. Djakov"- BAS, Tzarigradsko Chausse 72, 1784 Sofia, Bulgaria*

Abstract

TiCN nanopowder deposited by an appropriate way on aluminum and aluminum alloys surface substrate is incorporated in the matrix using scanning electron beam. The samples are investigated by means of light microscopy, SEM, and EDX. The microhardness of all of them is determined. It is found out that uniform and dense coating with 7-30 μm thickness, well adherent to the substrate, is formed. In case of aluminum alloys, the microhardness of the modified zone is up to 2.4 times higher than the matrixes one. After the alloying pure aluminum with TiCN the measured microhardness is about 19 times higher than aluminum matrix.

Keywords: nanoparticles, electron beam, surface alloying, light metals.

INTRODUCTION

In the several recent years, nano-sized powders of refractory compounds are used for refining and modifying microstructure as well as for improving mechanical properties of metals and alloys. They are introduced in the melt by the appropriate way, homogenously distributed, wetted and absorbed by it.

The nanoparticles influence both microstructure formation and properties of the solidified metal. They are used in metal casting [1-4], welding [5-9] and surface alloying [10-15].

The aim of the present work is to introduce TiCN nanoparticles in aluminum and aluminum alloy substrate by scanning electron beam and to study the surface microstructure changes.

EXPOSITION

Materials and methods

We chose the refractory TiCN powder as a coating material component due to its excellent properties such as high melting point, extreme hardness, and high thermal conductivity [16]. The mean particle size is 40±5 nm and the C: N ratio is 1:1.

The aluminum used as a substrate is of technical purity – 99.5% Al and 0.5% other elements.

Two metallographic samples are wet ground to grinding paper 1200, cleaned with ethyl alcohol and dried. Then one of them (Nr 1) is smeared with a mixture of three drops $CHCl_3$, dissolved plastic rasping and TiCN nano powder for obtaining a film with concentration 0.03mg/mm^2 TiCN. The obtained film is uniform and well adherent to the aluminum substrate after drying. The as-prepared samples are subjected to an electron-beam treatment in installation type ESW300/60-15 ("Leybold – Heraeus") – *fig.1*. The electron beam scanning motion is circular rotating on the surface of the aluminum specimen which moves in a straight line. In this way a liquid pool is maintained for a long time, the melt is well stirred and the nanoparticles are mixed with the molten metal. As a result of the interaction of electron beam with TiCN nanoparticles film is created a coating on the surface of the aluminum specimen.

The parameters of treatment process are shown in *table 1*.

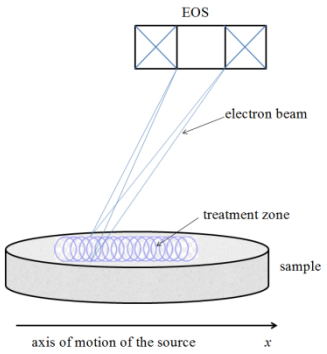


Fig. 1. *Scheme of electron beam treatment*

Table 1. *Parameters of electron beam treatment process of Al samples*

Nr of sample	I_b [mA]	v [cm/s]	f [kHz]	U [kV]	I_f [mA]	P [kW]
0	18	0.5	0.2	52	472	0.936
1	25	5	10	52	472	1.3

After electron beam treatment the metallographic samples are cut perpendicularly to the trace of the electron beam, wet ground on silicon carbide grinding paper Nr 1200 and 4000, and then electrolytic polished and etched by electropolishing device Lectropol (Struers) using the following electrolyte: 575 ml methyl alcohol, 25 ml $HClO_4$, 10 ml HNO_3. The observations are performed by means of metallographic microscope PolyvarMet with magnifications up to 1000x. The HV microhardness is measured by device MicroDuromat (Reichert-Jung) with a load of 20g, time for reaching the load 10s and holding time 10s. The SEM investigations are carried out with SEM/FIB LYRAI XMU, TESCAN, equipped with an EDX detector (Quantax 200, Brucker).

Metallographic samples of AlSi12Cu2NiMg alloy are wet ground to grinding paper 1200. Then one of them (Nr B1) is smeared with a mixture of three drops $CHCl_3$, plastic rasping and TiCN powder for obtaining a film with concentration 0.015 mg/mm^2 TiCN. The obtained film is uniform and well adherent to the substrate. The as-prepared samples are subjected to electron-beam treatment. The circular unwinding d=5,8 divisions. The electron beam treatment conditions are given in *table 2*.

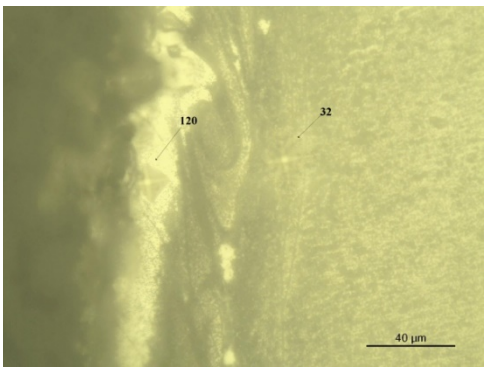
Table 2. *Parameters of electron beam treatment process of AlSi12Cu2NiMg samples*

Nr of sample	I_b [mA]	v [cm/s]	f [kHz]	U [kv]	I_f [mA]	P [kW]
B0	18	0.5	10	52	472	0.936
B1	25	3	1	52	472	1.3

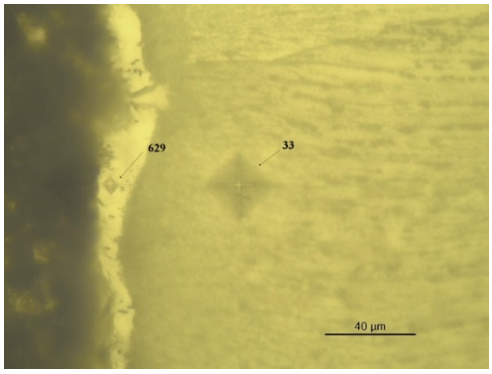
After electron beam treatment the metallographic samples are wet ground on silicon carbide grinding paper 1200 and 4000 on the perpendicular of the coating cross-section. Then they are etched with 0.5% water solution of HF. The samples are investigated by means of light microscopy and the microhardness of all of them is determined.

Results and discussion

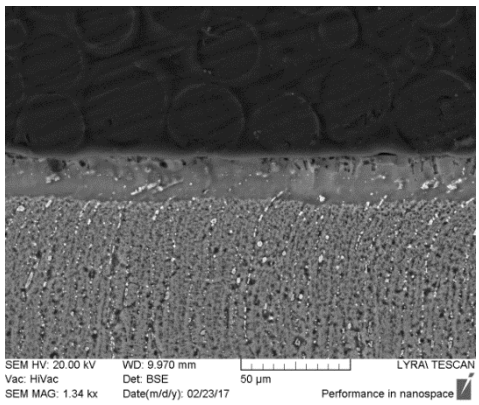
The optical and SEM images of aluminum samples are shown in *fig. 2*. There is a light layer well visible on the substrate surface. Its thickness reaches 30 μm. The layer's microhardness of the sample without nanoparticles on the surface is 4 times higher than the substrate's one. That means the electron beam treatment it selves modifies the surface structure and forms a hard layer on it. The layer of the sample smeared with nanoparticles and electron beam treated is 19 times higher than the substrate's one and 5 times higher than the layer without nanoparticles. Consequently, the nanoparticles strengthen the metal substrate surface and a very hard coating is formed. The proof of the nanoparticles penetration in the aluminum is the presence of Ti in the sample's surface which is registered by EDX detector in *fig. 3*. The TiCN nanoparticles are not only refractory and they do not melt in the molten metal, but they are very hard and commensurable with dislocations and represent obstacles for them. While the high hardness in the melted surface layer after irradiation with the electron beam can be explained by the residual stresses in it, the high hardness of the layer with incorporated nanoparticles can be explained by the reinforcement of the matrix with them.



a

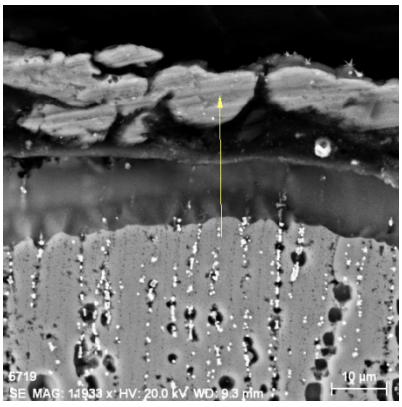


b

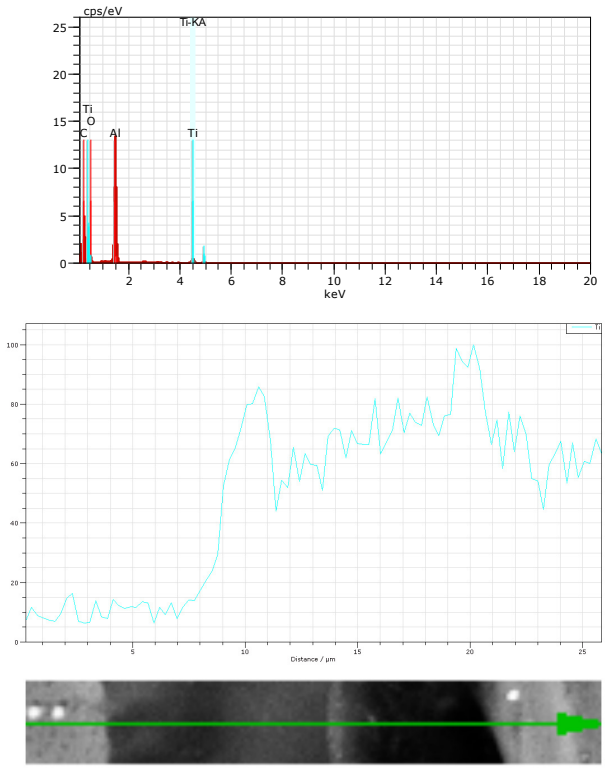


c

Fig. 2. *Optical and SEM microimages of aluminum samples: a) sample Nr 0 – irradiated, without nanoparticles; b) and c) sample Nr1 - smeared with nanoparticles and irradiated*



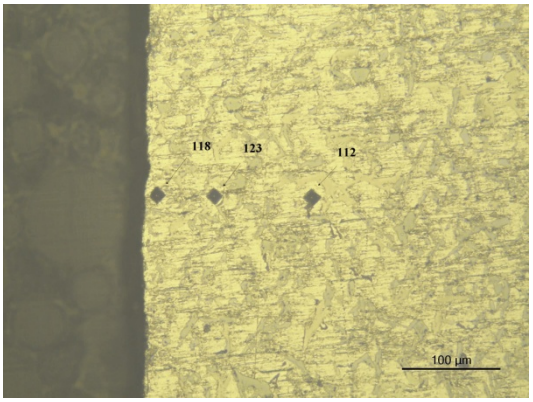
a



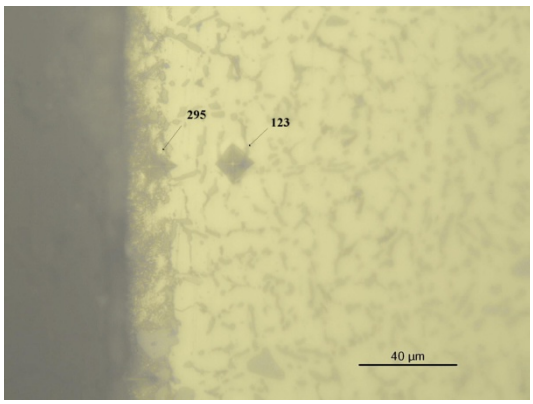
b

Fig. 3. *SEM image and EDS results for aluminum sample Nr1 - smeared with nanoparticles and irradiated*

The results from experiments with AlSi12Cu2NiMg samples are shown in *fig. 4.* No modified zone has been formed after electron beam treatment in the used conditions in a sample without nanoparticles. However, a thin modified zone with fine precipitations and thickness of about 20 µm has been formed at the sample's surface of the other sample. The microhardness of this coating is 2.4 times higher than the microhardness of the substrate while the microhardness of the sample without nanoparticles remains nearly unchangeable from the core to the surface – *fig. 4 a).*



a



b

Fig. 4. *Optical microimages of AlSi12Cu2NiMg samples: a) sample Nr B0 – irradiated, without nanoparticles; b) sample Nr B1 - smeared with nanoparticles and irradiated*

We assume that the precipitates formation is initiated by the nanoparticles which are dispersed in the surface matrix because of grain and phase generating role of the nanoparticles during solidification. This assumption should be proved in the further investigation.

CONCLUSION

Following conclusions could be drawn from the carried out investigation:

1. The electron beam treatment modifies the surface structure of aluminum samples and forms layer which is 4 times harder than the substrate's one. This hardness is probably due to the residual stresses on the surface as a result of the irradiation.

2. A layer with 19 times higher microhardness than the core's one and 5 times higher than the layer without nanoparticles is formed on the sample with nanoparticles. That means the nanoparticles incorporation strengthen the metal substrate surface forming a very hard coating.

3. No modified zone has been formed after electron beam treatment in the used conditions in a sample of AlSi12Cu2NiMg without nanoparticles. The microhardness remains nearly unchangeable from the core to the surface.

4. Modified zone with fine precipitations and thickness of about 20 µm has been formed at the surface of AlSi12Cu2NiMg sample with nanoparticles. Its microhardness is 2.4 times higher than the microhardness of the substrate.

5. Assumption that the precipitates formation is initiated by the nanoparticles in the molten alloy because of their grain and phase generating role during solidification is made.

REFERENCE

[1] Krushenko G. G., Balashov B. A., Miller T.N. et al., New Technological Processes in Foundry. Materials of the Scientific and Technical Conference. Omsk, OmSTU, 1997, p. 20-22.

[2] R. Lazarova, R.H. Petrov, V. Gaydarova, A. Davidkov, A. Alexeev, M. Manchev, V. Manolov, Microstructure and mechanical properties of P265GH cast steel, after modification with TiCN particles, Materials and Design 32 (2011), pp. 2734–2741.

[3] Dimitrova, R., Kuzmanov, P., Lazarova, R. And Manolov, V., Investigation of nanopowders application in metal casting, 2013, Advanced Materials Research 629, pp. 284-291.

[4] R. Lazarova, N. Bojanova, R. Dimitrova, I. Panov and V. Manolov, Influence of Nanoparticles Introducing in the Melt of Aluminum Alloys on Castings Microstructure and Properties, International Journal of Metalcasting, 2016, Vol. 10, Issue 4, pp. 466-476.

[5] Troshkov A.S. Modification of the Weld Metal Structure by Nanodispersed Tungsten Carbides. Polzunovsky Almanac No. 2, 2009.

[6]. Drozdov, V.O. et al. An Experimental Study of Laser Welding of Metals Using Nanopowder Additives. Dokl. V All-Russian Conferences "Interaction of Highly Concentrated Energy Flows with Materials in Advanced Technologies and Medicine". Novosibisirsk, March 26-29, 2013, p. 97-101.

[7] Tashev P., T. Petrov, Y. Lukarsky, G. Stefanov. Technology for Nanosized Particle Insertion in Welding Seam in Welding Processes", Engineering Sciences, year L, 2013, № 3, Journal of Engineering Sciences Department, to the Bulgarian Academy of Sciences, p. 82-93.

[8] P. Tashev, R. Lazarova. Examination of Layer Overlaid with Addition of TiN Nano Particles, Mechanics Transport Communications, Vol. 11, Issue 1, 2013, XIII-1 – XIII-6, ISSN, p. 1312-3823.

[9] Tashev, P., R. Lazarova, M. Kandeva, R. Petrov and V. Manolov. Tungsten Inert Gas Weld Overlay using Nano-sized TiN Powder, Journal of the Balkan Tribological Association, Vol. 22, No 3, p. 2238-2254.

[10] Draper, C.W.; Poate, J.M. Laser surface alloying. *International Metal Review*, 30 (2), 1985, p. 85-108.

[11] Murzakov, M. A.; Chirikov, S. N.; Markushov, Y. V. Research on microstructure and wear resistance of coatings obtained by adding nanoparticles of refractory compounds in laser cladding. Journal of Physics: Conference Series 747, 2016, 012062, p. 1-4.

[12] Weipo, Xin; Deqiang, Wei. Study on the Microstructure Modification of 6061Aluminum by Electron Beam Surface Treatment. Sixth International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (2010), Changsha, China, Mar. 13, 2010 to Mar. 14, 2010, p. 665-668.

[13] Deqiang, Wei; Weipo Xin; Rong Wang. Study of electron-beam scanning on the surface of aluminum alloy with nano-sized Al_2O_3-Al powder. International Conference on Advanced Technology of Design and Manufacture (ATDM 2010), 2010, p. 357 – 360, Beijing, China.

[14] R. Lazarova, R. Dimitrova, St. Valkov, P. Petrov. Coatings Obtained by TiCN Nanopowder Deposition on Al Substrate and Subsequent Electron-Beam Treatment, Proceedings of 6th National conference with international participation "Metal science hydro- and aerodynamic, national security '2017", Sofia, in press.

[15] Song, R. G.; Zhang, K.; Chen, G.N. Electron beam surface treatment. Part II: microstructure evolution of stainless steel and aluminum alloy during electron beam rapid solidification. Vacuum 69, 2003, p. 517–520.

[16] Wenxia, Feng; Shouxin, Cui; Haiquan, Hu; Guiqing, Zhang; Zengtao, Lv. Electronic structure and elastic constants of TiC_xN_{1-x}, $Zr_xNb_{1-x}C$ and HfC_xN_{1-x} alloys: A first-principles study. *Physica* B 406, 2011, p. 3631–3635

ACKNOWLEDGEMENTS

This work is financially supported by the Fund "Scientific Researches" at the Ministry of Education and Science, Contract DH07/16

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

FRICTION WELD OF AISI 304 STAINLESS STEEL AND PURE COPPER MATERIALS

Mumin Sahin
Trakya University

Cenk Misirli
Trakya University

Selcuk Selvi
Trakya University

Abstract

In the present study the aim is to investigate the metallurgical and mechanical properties of friction welded stainless steel-copper joints. Austenitic stainless steel and copper parts were joined by friction welding. Tensile, fatigue, and notch-impact tests were applied to friction welded specimens, and the results were compared with those for the original materials. Microstructure, energy dispersive x-ray, and x-ray diffraction (XRD) analysis and hardness variations were conducted on the joints. Results showed that various intermetallic phases such as FeCu4 and Cu2NiZn occurred at the interface. It was found from the microstructure and XRD analysis that intermetallic phases formed in the interface which further caused a decrease in the strength of the joints.

Keywords: friction welding, mechanical characterization, metallography

INTRODUCTION

Welding technology is widely used in manufacturing. Development of new welding methods has gained importance along with developing technology [1-4]. Welding of different metals and their alloys is a common application in engineering solutions. Conventional welding methods are nearly impossible in such cases due to incompatible physical characteristics and chemical composition of different metals and alloys. As a result, friction welding has been developed [5-7]. In friction welding, heat is generated at the interface of the work pieces, since mechanical energy is dissipated as heat during rotation under pressure. Friction welding is classified as a solid state welding process where metallic bonding is produced at temperatures lower than the melting point of the base metals. Friction welding is generally used to join the parts which have axial symmetry and circular crosssection. But it can easily be used to join parts without circular sections with the aid of automation devices and computerized control facilities [8]. It is an energy saver since heat is not applied. Friction time and pressure, upset time and pressure, and the speed of rotation are the principal variables in the friction welding [9-13]. There are two types of friction welding techniques: continuous drive friction welding and inertia friction welding. In the continuous drive friction method, one of the components is held stationary while the other is rotated at a constant speed (s). The two components are brought together under axial pressure (Pf) for a certain period of time (tf). Then the clutch is separated from the drive, and the rotary component is brought to a stop while the axial pressure on the stationary part is increased to a higher upset pressure (Pu) for a predetermined period of time (tu).

Although stainless steel-copper joints by friction welding have been performed before, none of these studies involve detailed investigations on the metallurgical and mechanical properties of these joints. In the present study, tensile, fatigue, and notch-

impact tests were performed on welded test parts and results obtained results were compared with those of the original materials. Microstructure, EDX and XRD analysis, and hardness variations were also carried out on the test parts.

EXPERIMENTS

In the experiments, AISI 304 austenitic stainless steel and copper were used. Austenitic stainless steels are very compatible with regard to forming capabilities, mechanical specifications and corrosion resistance. Austenitic stainless steels have perfect corrosion resistance and weldability. They are furnished with desired mechanical qualities at high temperatures, they are easily workable when ductile and they are not magnetic. On the other hand, copper is an excellent conductor of electricity and heat. It is strong, ductile and easily joined by soldering or brazing. It is hygienic, easy to alloy and resists corrosion. Composition of materials is given in Tables 1 and 2. Specimens were machined from the materials described above according to geometry given in Fig. 1. 2. Experimental set-up was designed and constructed to apply the continuous drive friction welding method. A 4 kW motor drive with a rotational speed of 1410 rpm was used. The motor drive was selected so as to supply the torque needed to supply the friction and upset pressures necessary for friction welding of steel bars 10 mm in diameter. Stages of the welding sequence were controlled using the solenoid valve driven by an external timer. Parts to be joined were left were left in acetone for 10 min before welding. Optimum parameters found in a previous different study [25] were used in the experiments (friction time = 8.5 s, friction pressure = 75 MPa, upset time = 20 s, and upset pressure = 160 MPa). Later, tensile, fatigue, and notch-impact tests were applied to the joined parts, and the microstructure analysis and hardness variations of the joints were examined. These tests and analysis are given below in detail.

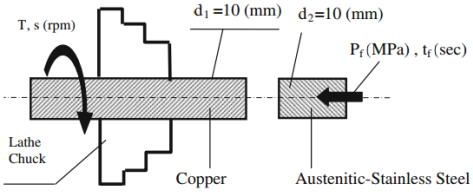


Fig. 1. *Parts used in the experiments*

Table 1 Chemical compositions of austenitic-stainless steel used in the experiment (Ref 24)

Material	% C	% P	% S	% Mn	% Si	% Cr	% Ni	Tensile strength, MPa
AISI 304 (X5CrNi1810)	<0.07	<0.045	<0.030	<2.0	<1.0	17-19	8.5-10.5	825

Table 2 Chemical compositions obtained using chemical analysis of copper used in the experiment

Copper	% Sn	% Pb	% Zn	% P	% Mn	% Fe	% Ni	% Si	% Mg	% Al	% Bi	% S	% Sb	% Cu	Tensile Strength, MPa
	0.00222	<0.00200	<0.00100	0.00137	<0.00050	0.0381	<0.00100	0.00745	0.00376	0.00500	<0.00050	0.00251	<0.00200	99.93	300

RESULTS

Tensile tests (ASTM E8M) were conducted using an Instron 8501 machine (Fig. 2). The specimen was clamped to the grips at both ends. The upper grip was fixed, but the vertical position could be adjusted to accommodate specimens of different sizes. The lower grip was driven by a hydraulic actuator. Vertical movement of the lower grip generated desired loading on the specimen.

Fig. 2. *Tensile Test Machine*

Effects of friction time and friction pressure on the strength of the parts joined were examined by the welding parts having the same diameter.

Results reported are the arithmetic mean for three specimens for a set of given friction welding conditions. In order to determine friction time and friction pressure, a twostep welding experiment was conducted in which upset time (20 s) and pressure (160 MPa) were maintained constant. In the first step, friction pressure (75 MPa) was kept constant while friction time was changed. In the second step, the friction time was held constant (8.5 s) while the friction pressure was changed.

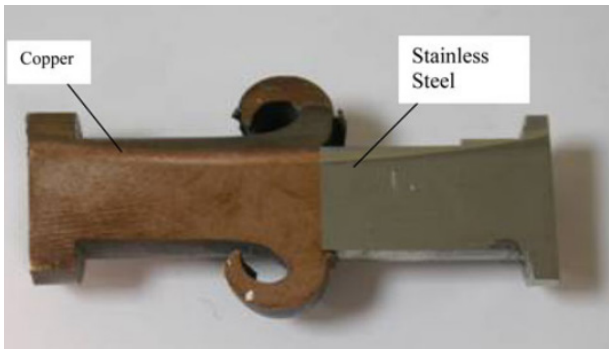


Fig. 3. *Welded parts*

Differences in thermal and physical properties of the materials generally result in asymmetric deformation in welding of dissimilar metals. Axial shortening on the copper side of joints is more than the axial shortening on the stainless steel side (Fig. 3). Since the melting temperature of copper is lower than the melting temperature of steel, welding flashes occur the copper side of the interface. However, while copper undergoes extensive melting due to high generated and concentrated frictional heat; stainless steel does not undergo extensive deformation.

CONCLUSION

The strengths of the welded zones were determined through tensile tests and the results were compared with the strength of he fully machined parts. Tensile strength of the joined parts was calculated by dividing the tensile force to an area of 10 mm in diameter. The variations of tensile strength in accordance with the change in friction time and friction pressure are shown in Fig. 4 and 5. Tensile strength of the joints increased with increase in friction time and pressure up to a certain critical value beyond which the parts were deformed (Fig. 4, 5). The highest strength obtained for the joints was equal to 75% of the strength of copper, which is known to have the lowest strength. Superiority of the welds made by dissimilar materials strongly depends on the temperature attained by each substrate during the welding processes. Differences in mechanical, thermophysical properties, and behavior of each substrate at the interface during welding influence the quality of the joint.

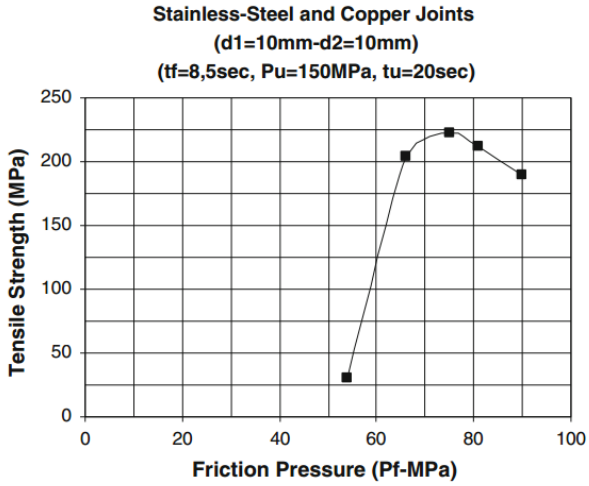


Fig. 4. *Welded parts*

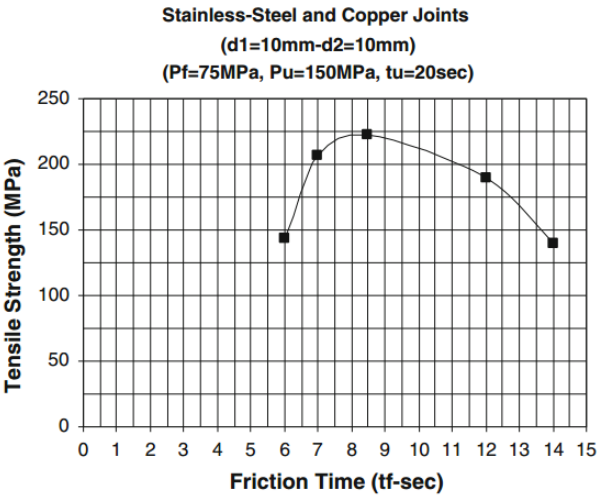


Fig. 5. *Welded parts*

Stainless steel is in the austenitic grain structure, which is the natural structure of this type of steel at room temperature. On the other hand, copper is formed of eutectic particles (dark points) indicating that it is a mixture of pure copper and cuprous oxide, dispersed into ground copper. HAZ was small, thus the effect of melting was minimal at the interface (Fig. 6). Copper has higher thermal conductivity than steel, thus the HAZ on the copper side was wider than that of the steel side. There was no change in the grain size of the steel side. Presence of small particles on the copper side revealed that there is hardening on the copper side. There are equiaxed grains and Cu2O particles on the copper side. The interface elements of both materials diffused along the interface and some intermetallic phases were formed at the interface.

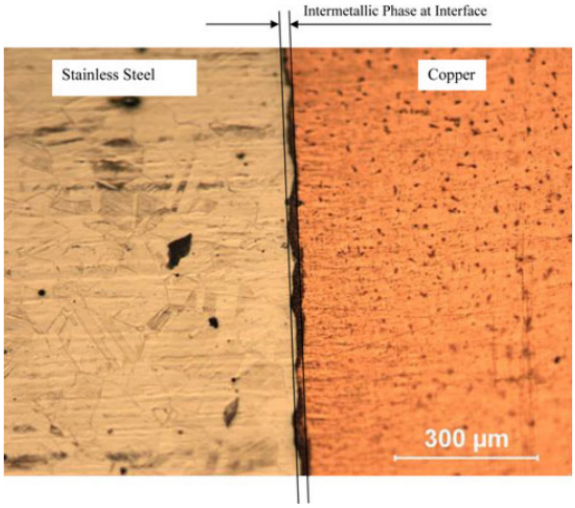


Fig. 6. *Welded parts*

In this study, steel and copper materials were friction joined successfully and tensile tests, fatigue tests and notch-impact tests were applied to the joined parts. Moreover, at the interface of these parts, microstructure, EDS analysis, and hardness variations were examined. As a result, the obtained results can be summarized as follows:

• Optimum friction time and pressure were found to be 8.5 s and 75 MPa, respectively.

Tensile strength of the joints increased with the friction time and friction pressure up to a certain point. The optimum is dictated by a competition between inadequate heat dissipation that can stabilize the joints, and excessive formation of intermetallic phases that decrease strength of the joints.

• The fluctuating stresses of the stainless steels, which have high strength, are higher than the fluctuating stresses of the copper. In addition, the fluctuating stress of the stainless steel and copper joints is quite low due to intermetallic phases which occur at the interface.

REFERENCE

[1] V.I. Vill, Friction Welding of Metals, AWS, New York, 1962

[2] W. Kinley, Inertia Welding: Simple in Principle and Application, Weld. Met. Fabr., 1979, p 585–589

[3] N.I. Fomichev, The Friction Welding of New High Speed Tool Steels to Structural Steels, Weld. Prod., 1980, p 35–38

[4] Applications of Friction Welding, Weld. Met. Fabr., 1977, p 207–213

[5] K.P. Imshennik, Heating in Friction Welding, Weld. Prod., 1973, p 76–79

[6] T. Rich and R. Roberts, Thermal Analysis for Basic Friction Welding, Met. Constr. British Weld. J., 1971, p 93–98

[7] A. Sluzalec, Thermal Effects in Friction Welding, Int. J. Mech. Sci., 1990, 32, p 467–478

[8] K.G.K. Murti and S. Sundaresan, Parameter Optimisation in Friction Welding Dissimilar Materials, Met. Constr., 1983, p 331–335

[9] M. Sahin and H.E. Akata, Joining with Friction Welding of Plastically Deformed Steel, J. Mater. Process. Technol., 2003, 142(1), p 239–246

[10] M. Sahin and H.E. Akata, An Experimental Study on Friction Welding of Medium Carbon and Austenitic Stainless Steel Components, Ind. Lubr. Tribol., 2004, 56(2), p 122–129

[11] M. Sahin, An Investigation into Joining of Austenitic-Stainless Steels (AISI, 304) with Friction Welding, Assembly Autom., 2005, 25(2), p 140–145

[12] M. Sahin, Evaluation of the Joint-Interface Properties of AusteniticStainless Steels (AISI, 304) Joined by Friction Welding, Mater. Des., 2007, 28(7), p 2244–2250

[13] A.W.E. Nentwig, Friction Welding of Cross Section of Different Sizes, Schweissen und Schneiden, 1996, 48(12), p 236–237

НАПРАВЛЕНИЕ 10

ХИДРАВЛИКА, ПНЕВМАТИКА И ТОПЛОТЕХНИКА

SESSION 10

HYDRAULICS, PNEUMATICS AND HEAT ENGINEERING

ALTERNATIVE ENERGY SYSTEM DESIGN FOR AGRICALTURAL IRRIGATION

Aytaç MORALAR
Namık Kemal University

Soner ÇELEN
Namık Kemal University

Abstract
The unit cost of electricity production with alternative energy system began to fall together with developments in technology. Reduction of costs, diminishing reserves of fossil fuels have increased the interest in alternative energy systems. Alternative energy systems are used in almost every industry. In this study, designing a hybrid system with wind and solar energy are calculated to operate the pump to be used for irrigation.

Keywords: Wind Energy, Solar Energy, Agricaltural Irrigation

INTRODUCTION

Solar Energy

Solar Energy is an energy type that emerges from the process of transformation of hydrogen gas from the sun to helium. Various energy waves from the sun disseminate which is a thermonuclear reactor and all the energy that has been dispersed, only 1 out of 2 billion reaches the Earth surface. Since the sun is going to keep on luminescing for millions and millions of years, it is a never ending energy source for our world.

The Advantages of Solar Energy

- Solar energy is a no consumable energy resource.
- Solar energy hasn't got any harmful substances such as; gas, smoke, dust, carbon, sulphur.
- Solar energy eradicates the dependence between countries.
- You can provide everywhere without any transportation payment.
- You don't need any complex technology in order to use it.

The Disadvantages of Solar Energy

- Solar energy may not be found everywhere and at every density when you desire.
- The energy that is coming from the sun cannot be controlled when we desire.
- It requires stocking up when it is highly demanded.
- Currently, cost of first investment for use of energy mechanism is very high.
- In winter when energy is needed so much, there is poor amount of sun ray and even there is none at night.

Wind Energy

Since the world's heating up and cooling is unequal, wind generates from the affection of forces. Wind energy is generated from of the air stream mobilization energy.

The Advantages of wind energy

- Wind energy is a clear, harmless energy to the environment, does not have any oil expense
- Wind energy has no transmission costs.
- The wind at nature can be used directly.
- It's a renewable energy resource. It has no foreign dependency. It can be produced only with local capabilities.
- Wind turbines aren't complex machines. There are used very simply without needing an operator.
- It does not cause explosions and it does not disseminate radiation.

Disadvantages of wind energy

- Since the energy production is depended on wind, windbreaks and

wind reduction could cause energy losses.

- Wind turbines can only be installed in areas where there is sufficient wind.
- First investment costs for türbine can be very high.
- Rotating machines are so big that it could cause birds to die in the area.
- Loudness of voice of the wind turbines may reflect to the surrounding.

Solar-Wind Hybrid Energy Producing Systems' Aparts

Solar-Wind Hybrid Energy Producing Systems' Aparts diagram is shown in figure-1.

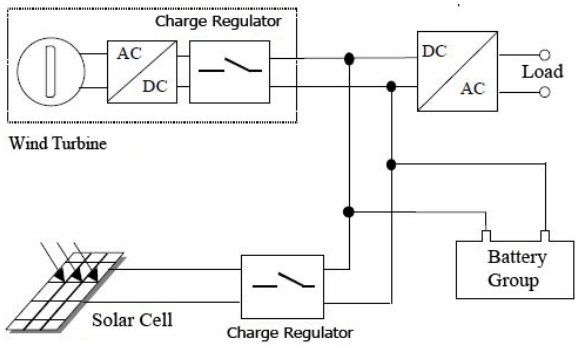


Fig 1. *Solar wind hybrid power generation system*

Wind turbine

Wind turbine transforms mobilizing airs' kinetic energy to mechanic and electric energy. The amount that is acquired depends on winds speed. The installation site should be where wind speed is very high and air stream is not obstructed.

Solar Battery

Photovoltaic cells transform solar light to the right stream and production keeps on going if there is enough light. Solar Battery cells are made out of semi conductive equipment's. Silicon is the most preferred semi conductive equipment. First investment costs are very high.

Battery

Batteries are electro-chemical parts that stocks up the energy in chemical forms. All the energy that is obtained from the turbines and PV panels are stocked up here. Expected life of an item is 5-10 years.

Charge Regulators

Charge regulators are used in hybrid systems in which to monitor the working of the system.

Load

In the system, 0.75 kw power DC pump is used.

Design and Calculator

The measurement of plant house that is going to be used in the application is: 25x 40m and calculated as 1000 m^2. The plant house that is going to be calculated is in Tekirdağ/ Süleymanpaşa. The geographical location of the plant house which is calculated is at a sea level and it is a bowless land. Hence, application pressures are taken as 1 bar.

The Definition of the Pipes which will be used in the System

The system has 3 main line pipes and 13 drip irrigation pipes.

1) The main line pipe which is responsible about the carriage from the well to the pump (L_{ah1}): 9 meters
2) The feeding pipe which is responsible about the carriage from the pump to the main line pipe which feeds drip irrigation pipes (L_{ah2}): 7 meters
3) The main pipe line which feeds the drip irrigation pipe lines (L_{ah3}): 24 meters

   If it's required to define the drip irrigation pipes;

   The lengths of these pipes' are 37 meters. (L_{db}= 37m)

   The market standarts are considered drippers which have 2L/h flow and 20 cm gap between each are chosen.

Finding the Flow of the System

$$Q_{Group} = \frac{\text{Pipe Length} * \text{Dripper Flow}}{Dripper\ Range}$$

$$Q_{Group} = 1{,}02 * 10^{-4}\ \text{m}^3/\text{sn}$$

The system has 13 drip irrigation pipes. The flow of the main line pipe, total flow, is equal to the flows of the 13 drip irrigation pipes.

Q_{total}= 13,36*10^{-4} m^3/s

The speed of the water in the drip irrigation pipe

$Q_{Group}=V_{Group}*A_{db}$

V_{Group}=0,51 m/s

The velocity of the main line pipe is chosen 2 m/s as it fits with industrial functions.

Determining the Diameter of the Main Line Pipe

When we examine the flow & pipe diameter & velocity chart for water, the flow which is on the intersection of diameter and velocity values gives us the maximum flow in the mentioned parameters. When we consider the main line velocity as 2 m/s and the main line flow as 4.8 m^3/h, the maximum flow is 5.79 m^3/h. This value is equal to DN 32 standarts.

These followings are the DN 32 standarts:

-Outer diameter 42.4 mm
-Wall thickness 3.6 mm
-Inner diameter 35.2 mm

We take the inner circle into account in pipe calculations. So the diameter of the main line pipe is 35.2 mm. (d_{ah}= 35.2 mm)

Determining the Flowing Types in the Pipes

Flowing type in the main line pipes;

$$Re$$

Re= 69702 > 2300

The flow in the main line pipes is turbulent. The pipe is made out of plastic. We take moody diagram into account and it's calculated as f.

E= 0.0025 and f_{ah}= 0.0050 in plastic pipe.

$$Re$$

Re = 6229 > 2300

The flow in the drip irrigation pipes is turbulent. The pipe is made out of plastic. We take moody diagram into account and it's calculated as f.

E= 0.0025 and f_{ah}= 0.0050 in plastic pipe.

All the local losses are calculated as;

$H_{local}=h_{suddencontraction}+h_{branchflow}+h_{elbow}$

H_{local} =0,71 mSS

Determining the Pump Head

Bernoulli Equation is needed to determine the pump power. 2 spots are needed for the equation. If we consider the well as the first point and the exits of the dripping pipes as the second spot and apply the Bernoulli Equation;

The water in the well doesn't have a velocity. V_1= 0

The well is in contact with the air. P_1= 0

The water is in contact with the air in the exit. P_2= 0

Z_1=0 Z_2=9 m

d_{db}=0.016 m

d_{ah}=0.0354 m

V_{ah}=2 m/s V_2=2 m/s

H_{pump}= 13,05 mSS

$P_{mechanical}= H_{pump} * \gamma_{water} * Q_{system}$

$P_{mechanical}$ = 170 W

The flow is 4.8 m^3/h and the pressing height is 12.05 mSS. If we match the values, we can see the most proper pump type is the submersible pump 4SD608 serial.

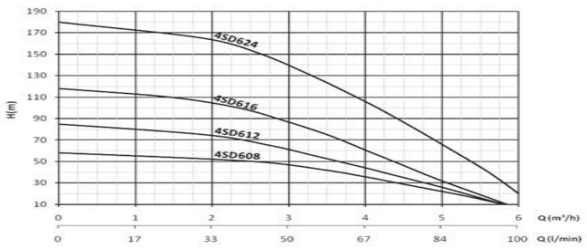


***Fig 2**. The characteristic curve of Pump*

The characteristic curve graphic and efficiency graphic are intersected and the efficiency of the pump (n_{pump}) is determined 0.22.

The power of the pump type which will be used must be higher than the required pump flow in the system.

Electrical power of the pump

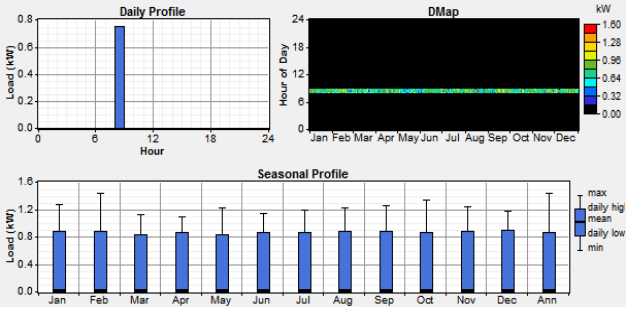
$P_{electirical}=P_{mechanical}/\eta_{pump}=170/0.22=680$ Watt

The most proper pump type is the submersible pump with 0.75 Kilowatt power.

Simulation Program

The chosen DC pump is calculated as 0.75 KW and entered into program. The peak burden is calculated as 1.2 kW by the program.

The working hour of the system is referenced as 1 hour and the working hour is between 08:00 and 09:00.



	Baseline	Scaled
Average (kWh/d)	0.750	0.750
Average (kW)	0.0312	0.0313
Peak (kW)	1.44	1.19
Load factor	0.0262	0.0262

Fig 3. *Simulation Program Results*

PV panel which has 220W of power and Wind Turbine which has 400W of power are used in the system.

The graphic of Wind Turbine's Power Produce;

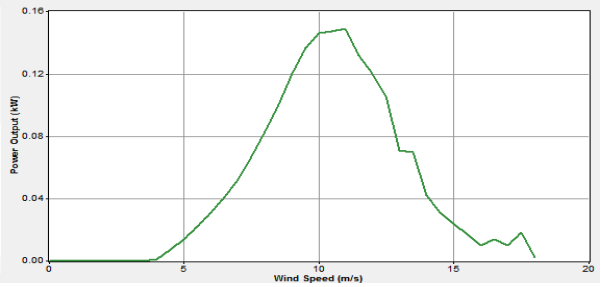


Fig 4. *Wind Turbine Efficiency Graphic*

The wind turbine's;
Rotor diameter: 1.15m
Power: 400W
Tower height: 8.2m

The features and the capacity graphic of battery is given below.

Nominal capacity:	200 Ah
Nominal voltage:	12 V
Round trip efficiency:	80 %
Min. state of charge:	40 %
Float life:	10 yrs
Lifetime throughput:	917 kWh
Suggested value:	900 kWh
Max. charge rate:	1 A/Ah
Max. charge current:	60 A

Capacity curve

Current (A)	Capacity (Ah)
414.00	34.50
339.00	56.50
275.00	68.75
177.00	88.50
121.00	121.00
47.30	141.90
34.90	174.50
18.70	187.00
10.00	200.00

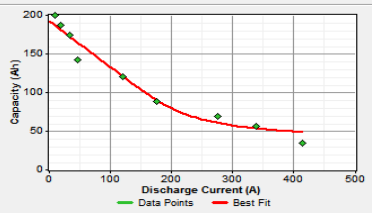


Fig 5. *Battery Specification*

Month	Clearness Index	Daily Radiation (kWh/m2/d)
January	0.614	2.500
February	0.568	3.110
March	0.538	4.030
April	0.504	4.810
May	0.565	6.220
June	0.645	7.480
July	0.700	7.890
August	0.726	7.310
September	0.749	6.130
October	0.658	3.990
November	0.628	2.750
December	0.568	2.070

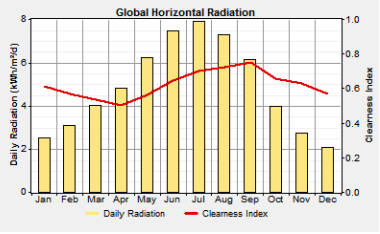


Fig 6. *Global Radiation for Tekirdağ*

The chosen city Tekirdağ for installing the system and its radiation level in the last 22 years according to distribution of months;

The Average Wing Speed Level in Tekirdağ shown in fig 7.

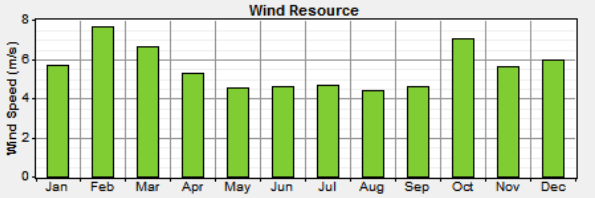
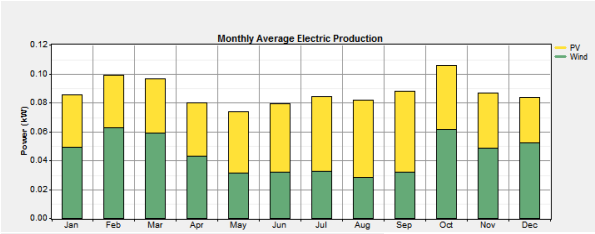


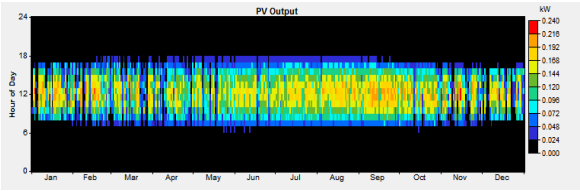
Fig 7. *Wind Speed for Tekirdağ*

The Results that was obtained after it was simulated via simulation program;



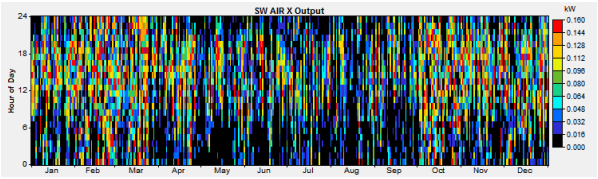
Production	kWh/yr	%
PV array	374	49
Wind turbine	389	51
Total	763	100

Fig 8. *Productions of PV panels and wind turbines according to the months:*



Quantity	Value	Units
Rated capacity	0.220	kW
Mean output	0.04	kW
Mean output	1.02	kWh/d
Capacity factor	19.4	%
Total production	374	kWh/yr

Fig 9. *Production capacity of PV panels according to hours and months*



Quantity	Value	Units
Total rated capacity	0.400	kW
Mean output	0.04	kW
Capacity factor	11.1	%
Total production	389	kWh/yr

Fig 10. *The Distribution of Wind turbines' production capacity according to hours and months*

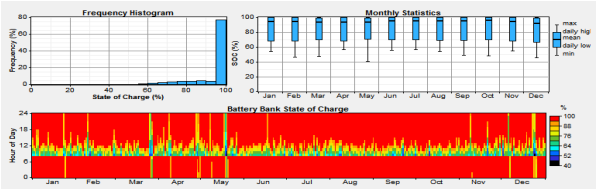


Fig 11. *Distribution of the Battery according to hours and months*

CONCLUSION

In this study, a theoretical system design was carried out to realize the irrigation of 1000 m2 agricultural land. A 0.75 kW submersible pump pump was used to meet irrigation needs. Total irrigation for irrigation 13,36 m3 / s water from the main pipe, 13 separate branches are irrigation is done. Irrigation is applied as one hour a day. The electricity requirement of irrigation pump is 49% solar energy and 51% wind energy. The electricity needed is stored in the battery and transferred to the system. The applied system derives all the electricity needs from alternating energies. The power and efficiency analyzes of the designed system are calculated by computer aided program.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors acknowledge the support received from the Namık Kemal University Research Fund.

REFERENCE

[1] Mustafa E., Çolak M., "Analysing solar-wind hybrid power generating system." Pamukkale University Faculty of Engineering, Journal of Engineering Sciences 11.2 (2005): 225-230.

[2] Leva, S., Zaninelli, D., Hybrid renewable energyfuel cell system: Design and performance evaluation, Electric Power System Research 79, 316-324, 2009

[3] Akyüz E., Bayraktar M., Oktay Z., Hibrid yenilenebilir enerji sistemlerinin endüstriyel tavukçuluk sektörü için ekonomik açıdan değerlendirilmesi: Bir uygulama. BAÜ FBE Dergisi Cilt 11Sayı 2, Syf 44-54, 2009

[4] Emre T.B. and Telli A.Y.. "Economic analysis of standalone and grid connected hybrid energy systems." Renewable energy 36.7 (2011): 1931-1943.

COMPARISON OF DRYING TIME OF MICROWAVE AND HYBRID DRYER

Soner ÇELEN
NamıkKemalUniversity, Çorlu Engineering Faculty
Çorlu/Tekirdağ, TURKEY

Mehmet Akif KARATAŞER
Namık Kemal University
Vocational School of Technical Sciences
Tekirdağ, TURKEY

Aytaç MORALAR
Namık Kemal University
Çorlu Engineering Faculty
Tekirdağ, TURKEY

ABSTRACT

In this study, black radish slice at thickness of 8 mm were dried using a microwave conveyor dryer and hybrid dryer (hot air and microwave). The effect of microwave power (0.7 kW, 1 kW, 1.05 kW, 1.4 kW, 1.5 kW and 2.1 kW) and conveyor speed (0.245 m/min) on drying time of black radish was investigated. The hot air produced with the usage of a collector which is designed in the shape of a hemisphere by the purpose of getting high efficiency from solar energy, was transported to a conveyorized drying chamber operating with microwave energy at the speed of 0.245 m/min. As a result of this study, the drying times of these two dryers were compared.

Keywords: *Microwave, dryer, hybrid, conveyor, hot air*

INTRODUCTION

Today, drying is a necessary practice in many areas. Sometimes drying is necessary for easy transport. Some products can be sold after the amount of moisture they contain has been reduced to a certain level. Some products are dried for easy storage and not to require cooling equipment during transit.

Microwave processing of materials has emerged as one of the prominent and efficient methods. Microwaves find applications in food processing, telecommunication, radar system, material processing. Microwave heating takes place due to the polarization effect of electromagnetic radiation at frequencies between 300 MHz and 300 GHz. Microwaves are a form of electromagnetic energy associated with electric and magnetic fields [1]. Microwave ovens are one of the great discoveries of the 20th century and are widely used. Compared to the ovens, microwave ovens produced only for heating food can do heating in a very short time. In this way, it allows saving both time and electricity. In industrial drying applications, microwave heating is a very suitable system for industrial application, since it is desired to remove the moisture quickly through the material. The major advantages of using microwaves for industrial processing are rapid heat transfer, volumetric and selective heating, compactness of equipment, speed of switching on and off and pollution-free environment as there are no products of combustion.

Several types of dryers and drying methods have to be developed and adapted for each specific situation, and to be commercially applicable. There are several types of drying methods that can be divided according to many factors, such as pressure (atmospheric), subatmospheric), type of unit operation (continuous, batch, semi continuous)

temperature (freeze drying, hot air convective) and many others [2].

Characteristic nature of microwave processing that makes it as one of the most attractive processing techniques is the inside-out heating due to interaction with materials at molecular level. Microwaves penetrate in to materials and generate heat at molecular level, while the conventional heating takes place from outside to inside nature of the material. This nature of conventional heating results in temperature differences between layers of the material, causing energy and material losses. Heat transfer in microwave and conventional processing methods is schematically shown in Fig. 1 [1].

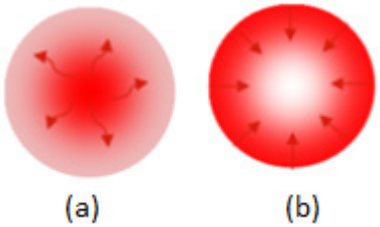


Fig. 1 *Heat transfer in (a) microwave processing (b) conventional processing*

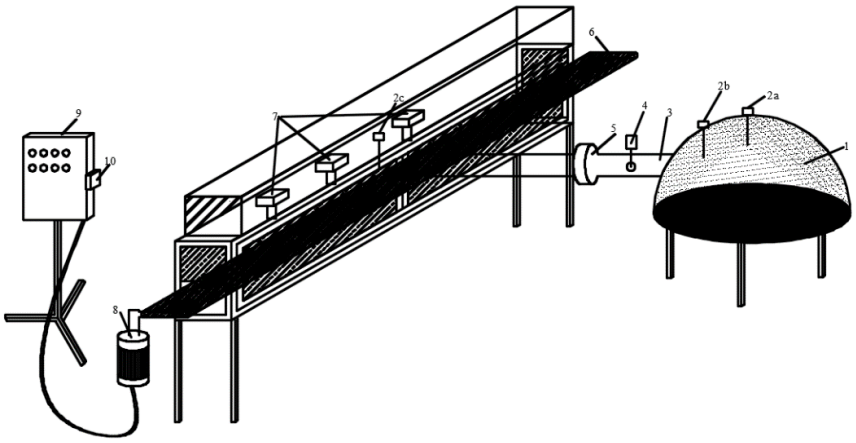
In this study; microwave solar combination dryer and microwave energy band dryers were compared and the optimum dryer type and microwave power were determined. A new drying technology can shorten drying times, reduce drying defects, increase the potential for product innovation and provide a seamless integration into automated manufacturing systems.

MATERYAL VE METOD

Fresh black radishes with approximately 85% (w.b.) were bought from a local market where they had been stored at 4^{o}C (Tekirdağ/Turkey). The black radishes were placed in the drier by being sliced in 8 mm without being subject to any pretreatment,

The experimental set up is shown in Fig. 2. Fresh carrots were obtained from the store of a local market (Tekirdağ, Turkey). The microwave cavity was a rectangular shape with a cross-sectional area of 500 mm x 400 mm x 3500 mm (width x height x depth). The microwave power was generated by means of three magnetrons of 700W each at 2.45GHz. During the drying process, the conveyor belt speed was to regulate and could be set at the potentiometer of control unit. The drying system consists of stainless steel conveyor, teflon belt, electric motor, control panel, temperature and air velocity measurement devices, fan (35 W), hot air conveying channel (1,5m, Ø0,01m) and spherical collector (Ø1,5 m) made of acrylic material. The speed and direction of rotation of the band can be adjusted with an inverter that controls the electric motor and is located in the control panel. The hot air produced in the collector is moved to conveyor by the help of the fan on the cylindrical dryer channel.

Throughout the drying process, the weight of the product was determined in every three minutes for microwave dryer and in every five minutes for hybrid dryer. The moisture losses that occurred throughout the experiments were measured by Presca XB 620M (±0.001g), (Switzerland) brand precision scale.



Sıra No	Adı
1	Acrylic collector for heating the air with solar energy
2a	The in-collector temperature measurement probe is used for measuring the inside temperature of the collector
2b	The in-collector temperature measurement probe is used to measure the temperature of the air transported from the collector
2c	Oven temperature measuring probe
3	Galvanized pipe carrying air heated in collector
4	The prop is a measure of the temperature and velocity of the air in the galvanized pipe.
5	Fan carrying the air in the galvanized pipe
6	Teflon tape
7	Microwave group (Magnetron, Transformer, Fan, etc.)
8	The electric motor that drives the tape
9	Control board
10	Electric meter

Fig 2. *A schematic diagram of hybrid dryer*

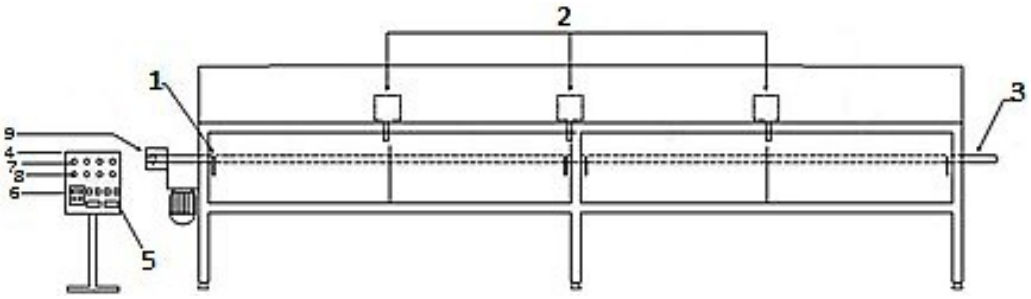


Fig.3. *A schematic diagram of microwave conveyor dryer (1. Drying chamber, 2. Magnetron, 3. Conveyor belt, 4. Control panel, 5. Main swtich, 6. Speed control, 7. Power (on/off), 8. Microwave power control, 9. Electric motor)*

In order to determine the moisture content, the black radishes were initially dried in an oven at 105°C for 24 h and the dried mass was measured. The moisture content of the black radishes with respect to the wet base was 85±0.5%.

In the belt drier, the radish slice has been placed at a certain height in order to make it easier to remove the moisture from the product and to provide a more homogeneous surface contact. The experiments were conducted at 0.7 kW, 1 kW and 1.4 kW power levels for hybrid drying at 1.05 kW, 1.5 kW and 2.1 kW power levels for microwave drying. The belt speed was set at 0.245 m / min during the test. The hot air produced in the collector for hybrid drying was expected to reach a constant value until 11:00 am to 13:00 pm. Then the experiment was started and the generated hot air was transferred at constant speed. In the hybrid dryer experiments, the weight of the product was measured every five minutes with a precision scale. In the microwave dryer experiments the weight of the product was measured every three minutes. The microwave power was applied until the weight of the sample reduced to a level corresponding to moisture content of about 12±0.5% on wet basis. Three different drying trials were conducted for each microwave power and the values obtained from these trials were averaged. The power of the microwave energy and conveyor speed were adjusted from control panel.

The moisture content of the dried products on wet base is calculated using equation 1. Equilibrium moisture content in the microwave oven is assumed to be zero [3].

$$MR = m / mo \quad (1)$$

RESULTS AND DISCUSSION

As a result of drying with these systems, the variation of drying times and the color changes on the products have attracted attention (seen Fig. 4). In this work drying operation for microvave dryer lasted 72-92 minutes, for hybrid dryer lasted 65-82 minutes.

Partial burning was observed in the products dried in the microwave dryer. Homogeneous drying occurred in the hybrid system. In terms of drying times, the most suitable drying system was found suitable for 1400 W in the hybrid dryer. The irregularity of the drying curves is due to energy losses and non-homogeneity of the product.

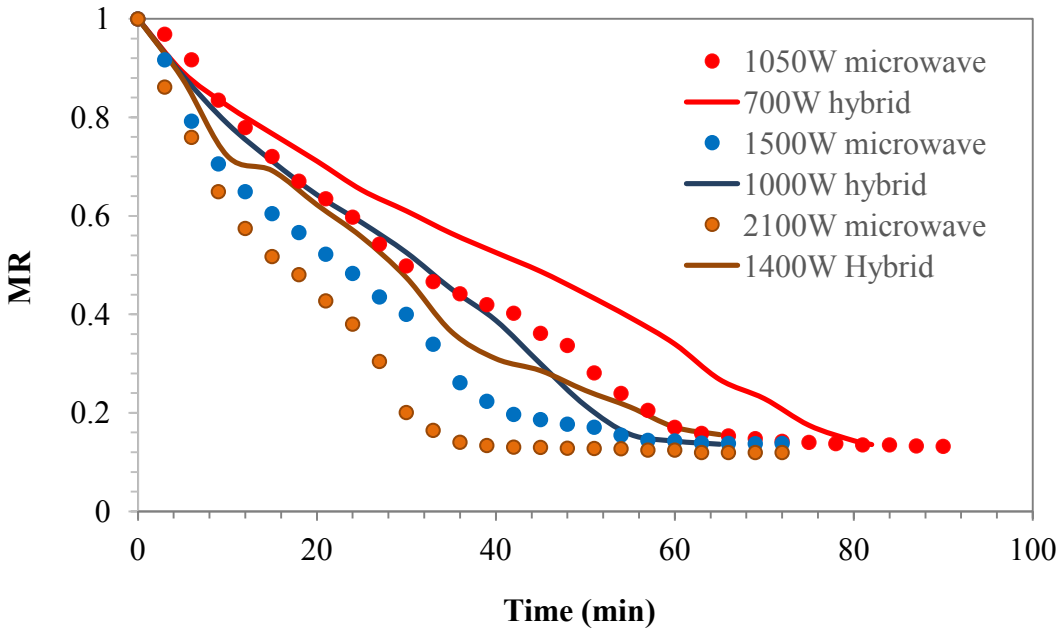


***Fig.4**. Drying curves for different microwave powers*

Despite lower energy usage, both microwave and hybrid drying systems have reached the moisture levels that are desired to be reached at about the same time. In this case, energy was saved because it was dried with lower energy in the same time. In the hybrid drying system, it can be said that energy and time saving can be done by selecting power in the energy levels used in microwave drying.

As a result, in the drying implementations with microwave conveyor dryer it can be said that working with the lowest speed band possible is more beneficial for quality criterias. Also it can be said that these methods are more feasible for drying of the fruits and vegetables where commercial issues, conservation of colour and the other quality parameters are so important. It is suggested that hybrid dryers are appropriate in terms of their time usage in the agricultural products sector.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors acknowledge the support received from the Namık Kemal University Research Fund.

REFERENCES

[1] Shashank Lingappa, M. Srinath, M. S. And Amarendra, H. J. (2017). International Journal Of Engineering Sciences & Management A Review On Microwave Processing Technıques And Its Potentials, International Journal Of Engineering Sciences & Management, 145-151.

[2] Karimi, F. (2010). Properties of the drying of agricultural products in microwave vacuum: A review article, Journal of Agricultural Technology, 6(2): 269-287.

[3] Çelen, S., Aktaş, T., Karabeyoğlu, S.S., and Akyildiz, A., Drying Behaviour of Prina (Crude Olive Cake) Using Different Type of Dryers, Drying Technology, 34(7), 843-853, 2016.

[4] Karaaslan S (2008). Sebze ve Endüstri Bitkilerinin Mikrodalgayla Kurutulması Üzerine Çalışmalar. Doktora Tezi, Çukurova Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Adana (in Turkish).

DESIGN OF CORROSION TEST MECHANISM WITH PNEUMATIC SYSTEM FOR WINDOW ESPAGNOLETTE COUNTER

Aytaç MORALAR[1]

ABSTRACT
Pneumatic systems are used for various different aims in modern industrial automation applications. Pneumatic systems implement many functions like drilling, punching, riveting, tapping, deescalating/lifting, pulling/pushing, clamping, stopping etc. with the help of cylinders. In this study, a test mechanism is designed for PVC door and window systems which are used frequently in the daily lives. With the designed mechanism, PVC window crank arm is automatically opened/closed, the corrosion values are stated and lifespan tests are realised.

Keywords: *Pneumatic System, Window, Corrosion Test, Espagnolette*

INTRODUCTION

Pneumatic is a field that deals with the processing, control and transmission of compressed air by processing the air present in the atmosphere. Pneumatic systems are also machines where motion and power are generated by compressed air. It is possible to create simple and fast running systems to achieve linear, angular and rotational movements that do not require very high forces [2].

In the atmosphere, the air is a mixture of different gases. There exists mainly nitrogen (78%) and oxygen (21%) together with carbon dioxide, hydrogen, neon, argon, helium, krypton, xenon and water vapor. In order to be able to use pneumatic systems safely, the produced pressurized air must be supplied to the system under the desired conditions. In order for the compressed air to be of the desired quality, the pressure must be appropriate and controllable, and the air must be dry and clean.

Advantages of pneumatic systems

The air required for pneumatic systems can easily be found anywhere in the atmosphere. Air friction losses are low and can be transported to long distances with low losses. Compressed air does not create pollution in the environment where it is used.

- The environment is your friend.
- The production of pneumatic equipment is easy and cheap.
- Installation and maintenance can be done easily.
- It is safe because it is not flammable and explosive.
- The properties of the air used do not change with temperature.
- Storability is easy.
- Operating speeds are high.

Disadvantages of pneumatic systems

- Air must be prepared before use.
- Use at high forces is not appropriate.
- The sound of the air blown from the system is high. A muffler is required to be used.
- Positioning accuracy is poor as air can be compressed under high pressure.
- Using at very high operating pressures is not appropriate.

Pneumatic systems are generally compared with hydraulic systems because of their similar application areas. When hydraulic systems are compared to pneumatic systems, hydraulic oils used as hydraulic fluids in hydraulic systems are considered incompressible. However, when working at very high pressures it can be compressed in small amounts. The air used as a fluid in

pneumatic systems is compressible. Temperature variations in pneumatic systems do not affect fluid velocities. Elevations in fluid temperature do not constitute a danger of explosion or combustion. In hydraulic systems, since oil used as a fluid exhibits flammable properties, a hazard due to oil usage appears. In addition, the increase in fluid temperature changes the viscosity of the hydraulic fluid and affects the system operating speeds. The fluid used in the hydraulic system ensures that the circuit elements are lubricated during operation. The system is protected against abration and corrosion, although no extra lubricants are needed on this vault. In pneumatic systems, when the air lacks lubrication property, the system components are damaged. For this reason, before used in the system, air must be fed with lubricants and must be given the property of lubricating. Achieving high forces in pneumatic systems can be achieved easily and safely in hydraulic systems when it is difficult and unsafe to achieve. However, the installation costs of hydraulic systems are higher than those of pneumatic systems. While pneumatic systems can operate at high operating speeds, hydraulic systems operate at lower speeds [1].

Abrasion

Friction is defined as the resistance of two materials against moving, in contact with each other, moving or tending to move relative to each other. Abrasion is defined as material loss on friction surfaces. The amount of abrasion depends on the type of material, the shape of the friction surfaces, the friction conditions and the chemical effects of the environment [3].

Abrasion and abrasion types

In an abrasion mechanism, abrasion (main material), abrasive (counter material), fill (intermediate material) are the basic components of force and motion abrasion. The tribological system is the system in which all these elements come together.

Wear tests and measurement methods

The American Society of Lubrication Engineers (ASLE) has identified up to a hundred test systems in the determination of abrasion. The most commonly used ones are abrasion amount, thickness difference and trace change methods.

• Weight Song Method

It is the most used and most economical method among measurement methods. In order to make the measurements of the specimens, the specimens must be removed from their places and measured on an external measuring instrument. The most important disadvantage of the method is that it can not be measured while on the test setup. The amount of abrasion can be measured with very precise scales. If amounts of abrasion are given in milligrams and grams, the amount of weight loss corresponding to the unit friction path, in terms of the friction path measured in meters or kilometers, can be expressed in terms of gr / km, mg / m. If the weight loss is expressed in terms of area, a unit such as gr / cm2 can be used.

- **Thickness Method**

The measurement of the dimensional change that will occur in the course of abrasion is obtained by comparing the initial measurement value with the final measurement value.

Based on this value determined as the thickness difference, the volume loss amount or the wear value in the unit volume is calculated. Thickness values can be measured with sensitive measuring instruments with a sensitivity of ± 1 μm.

• Track Change Method

A trace of the specific geometry is made to the friction surface of the part subjected to abrasion by plastic deformation method. During experiments the amount of change in the dimension of the trace is measured. Brinell or Vickers hardness gauges are the most commonly used instruments for scoring. Changes in the traces left by the diamond or diamond tip are determined by measuring them through microscopes [3].

Material and Method

In this study, a compressor capable of producing a maximum pressure of 10 bar was used as the main power source. A conditioner is used in the system to prepare the required

air. Double acting cylinders with a diameter of 30 mm and a stroke of 120 mm were used to make the opening and closing movement of the window arm. For direction control, pneumatic valves with 5/2 pneumatic control and 2/2 magnetic sensing are used. Two throttle valves are used for system speed adjustment. A digital counter is used for the number of revolutions of the system. CHIN SPEC HP-200 color reader for measuring color change of the abraded material and PRECISA-XB620M sensitive scale for weight change are used. The precision scale is given in figure 1.1 and the color measuring device in figure 1.2. For the materials to be tested, a pvc cut open / close mechanism has been installed and a test setup has been prepared. The schematic picture of the spaniel mechanism is given in figure 1.3.

Figure 1.1. *Precision scale*

Figure 1.2. *Color measurement device*

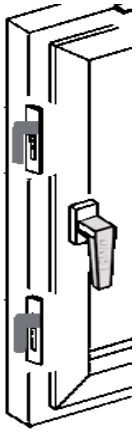


Figure 1.3. *Espagnolette mechanism*

In this test setup, the aim of the pvc arm is to establish a test setup to automatically determine the lifetime of the espagnolette counter by automatically turning it on and off. It is desired to open and close by double acting pneumatic piston. First, the air from the compressor is fixed to 8 bar in the air conditioner, and its damp is removed and is lubricated and is made suitable to be used in the pneumatic system. The appropriate air from the conditioner is transferred to the distributor and transferred to the places where extra air is needed.

The link is made as a rotary joint to translate the linear motion of the piston into the circular motion of the pin arm. In this case, the opening arm is provided to move 900 degrees. The front view of the test setup is shown in figure 1.4. The pneumatic circuit diagram of the prepared system is shown in figure 1.5 te. The test setup is designed to automatically perform repetitive movements.

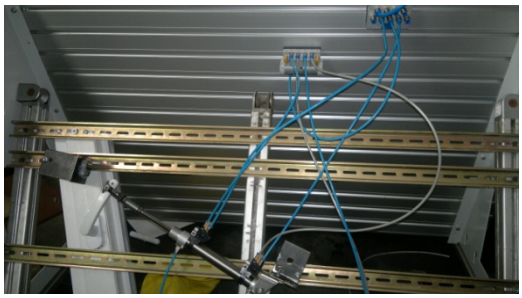


Figure 1.4. *Test Unit*

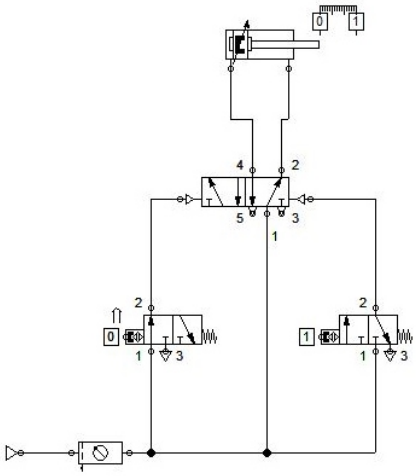


Figure 1.5 *Pneumatic Circuit Diagram*

Before starting the tests, espagnolette countermeasures are measured separately in terms of weight and color values. The prepared pvc mechanism was operated to open and close 1000 times and at this value the system was stopped and the weight and color measurements for the espagnolette were removed. After the measurement, the mechanism was reconnected and again turned on and off 1000 times. Repeat measurements were taken. In this way, the system was operated 10,000 times and 10 measurements were taken. For this study, 2 measurements were made.

Conclusions And Proposals

Friction occurred between the espagnolette and the counterpart as the test setup was run. Due to this friction, abrasion has occurred in the mechanism and sawdust has been observed. The chip spills are shown in figure 1.6 te.

Figure 1.6. *Chip particles*

A visible deformation has occurred due to the erosion on the anticlinal counterpart. The deformation of the trapezoidal counterpart is shown in figure 1.7.

Figure 1.7. *Worn espagnolette counter*

As a result of the tests, weight and color changes in the material were evaluated graphically. When the first sample is run 10,000 times, the color change is shown in Figure 1.8 and the weight change is shown in Figure 1.9. If the second sample runs 10,000 times, the color change is shown in Figure 1.10 and the weight change is shown in Figure 1.11.

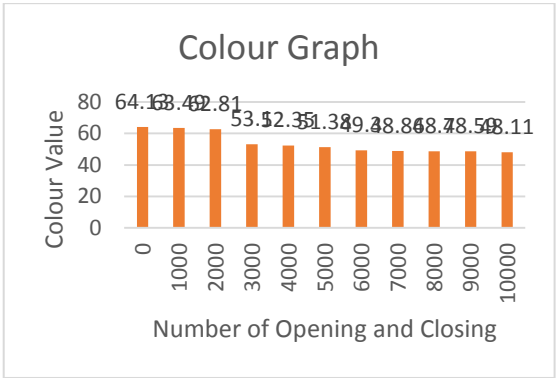


Figure 1.8. *First sample color change*

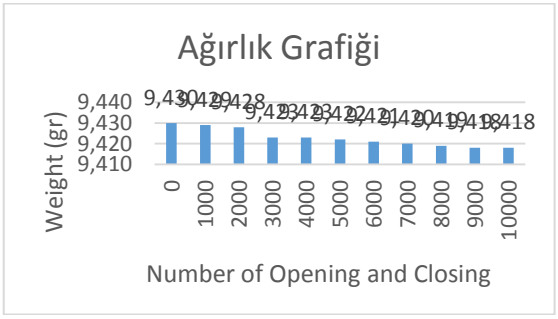


Figure 1.9. *First sample weight change*

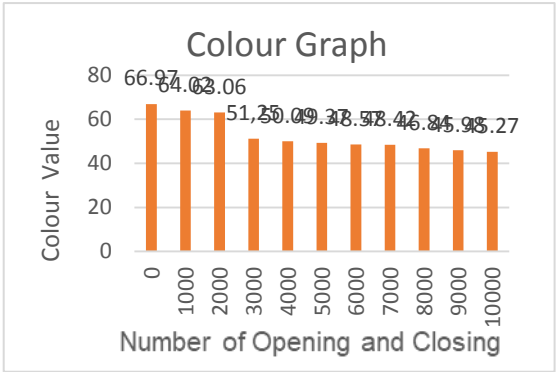


Figure 1.10. *Second sample color change chart*

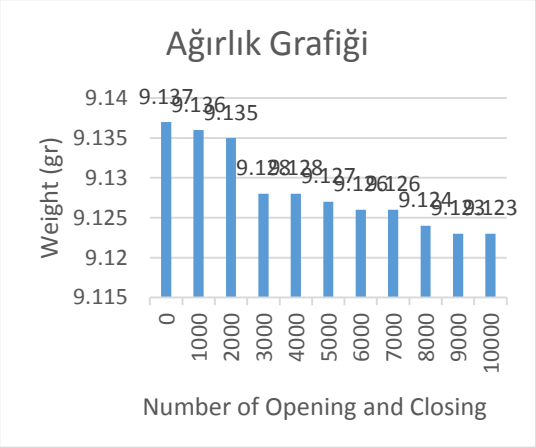


Figure 1.11. *Second sample weight change graph*

In life test result as can be seen in the graphs above, the brightness value of the first recurrence has decreased from 64,13 to 48,11 after the opening and closing of the window arm with the pneumatic system 10 000 times. The weight value of the spoilage counter was 9,423 grams at 9,430 grams, while it decreased to 9,418 grams after 10,000 openings.

With the new espagnolette counterpart and the second 10 000 recurrence, the gloss value of the material has decreased from the value of 66.97 to 45.27. The weight decreased from 9,137 grams to 9,123 grams. A significant decrease in the second recurrence was observed after 3000 piston opening / closing values.

As a result of these repetitions, it has been observed that the same type of 2 espagnolette counterparts give similar results in weight and brightness. As evidenced by the experiments, the coating material on the espagnolette countermeasure is protective. During the first 3000 open-close, the material showed resistance to abrasion, later on the material was seriously worn out. The wear and tear on the material prevents the mechanism from working properly. Failure to properly operate these types of lock mechanisms can lead to loss of isolation, as well as loss of comfort and safety, primarily in the system. As it is clear from the tests, the more durable coating on the material can seriously extend its life.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors acknowledge the support received from the Namık Kemal University Research Fund.

REFERENCE

[1] Çayan, N. (2005). Investigation of Padding Dynamics in Pneumatic Cylinders. IV. National Hydraulic Pneumatic Congress and Exhibition, pp. 135-164, Izmir.

[2] Poyraz, S. B. (2010). Material Handling Automation with Pneumatic Two-Axis Cartesian Robot System. Dokuz Eylül University Graduate School of Natural and Applied Sciences, M.Sc. Thesis. Izmir.

[3] Soydan, Y. and Ulukan L. (2013). Basic TRIBOLOGY "Friction and Wear Lubrication Science and Technology" - Tagem Kopisan Yayınevi.

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

ВЪЗНИКВАНЕ И ВИДОВЕ КАВИТАЦИЯ В ХИДРАВЛИЧНИ МАШИНИ И СИСТЕМИ

OCCURRENCE AND TYPES OF CAVITATION IN HYDRAULIC MACHINES AND SYSTEMS

Georgi Panchev
Technical University of Gabrovo

Hristo Hristov
Technical University of Gabrovo

Abstract

The presented article reviews the publications on the problems of the mechanism of occurrence and action of cavitation in hydraulic machines and systems. A classification of the types of cavitation was made. Modern methods of cavitation testing in hydraulic machines are examined.

Keywords: Cavitation; Hydraulics machinery.

ВЪВЕДЕНИЕ

В областта на хидравличните задвижвания най-вредното и разрушително явление по време на работата на хидравличните машини е появата на кавитация. При оразмеряването и конструктивното изпълнение, инженерите е необходимо да се съобразят с условията, при които се поражда кавитация и да се стремят да избегнат пораждането й. В настоящият статия се разглеждат условията за пораждане на кавитация, типовете кавитация и присъствието й в елементите и машините на силовите хидравлични задвижващи системи.

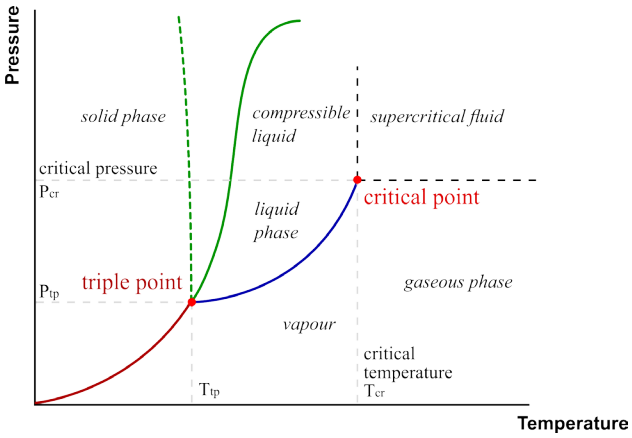
ИЗЛОЖЕНИЕ

Кавитацията е комплексен феномен на двуфазно течение, включващ възникване, растеж и разрушаване на газови или парогазови мехури. Терминът *кавитация* е цитиран за пръв път от R. E. Froude, S. W. Barnaby и Charles Parson във връзка с разрушаване на витлата при ранните параходи. През 1895 г. Parson прави първият воден тунел за проучване на кавитацията. След 20 години експерименти той доказва връзката между кавитацията и ерозията на витлата на параходите.

Когато определен обем течност се нагрява под постоянно налягане или когато нейното налягане се намалява при постоянна температура със статични или динамични средства, се достига състояние, при което мехурчета или кухини, напълнени с пари на течността или газ, стават видими и растат. Растежът на мехурчетата може да бъде с номинална скорост, ако е чрез дифузия на разтворени газове в кухината или просто чрез разширяване на съдържанието на газ с повишаване на температурата или намаляване на налягането. Нарастването на балона ще бъде взривоопасно, ако е предимно резултат от изпаряване в кухината. Това състояние е известно като кипене, ако е причинено от покачване на температурата при постоянно налягане и кавитация, ако е причинено от намаляване на налягането при постоянна температура. Растежът на мехурчетата чрез дифузия се нарича *дегазиране*, или още *газова кавитация* (за разлика от *парообразната кавитация*), когато се индуцира чрез намаляване на налягането. Тази класификация е представена от R. T. Knapp, 1970 [1].

Състоянието на веществата в зависимост от температурата и налагането се представя фазови диаграми. Фиг. 1 показва типичните графики на налягането, p и температурата, T, в които е посочено състоянието на веществото. Тройната точка е тази точка във фазовата диаграма, при която се срещат едно-

временно твърдо, течно и газообразно състояния; т.е. веществото има три алтернативни стабилни състояния. Линията на насищане течност / пара се простира от тази точка до критичната точка.



***Фиг. 1**. Фазова диаграма*

На тази линия парата и течното състояния представляват две ограничаващи форми на едно "аморфно" състояние, едната от които може да бъде получена от другата чрез изотермични обемни промени, водещи до междинни, но нестабилни състояния. Според Frenkel (1955), "Благодарение на тази нестабилност действителният преход от течно към газообразно и обратно се извършва не по теоретична изотерма (прекъсната линия, вдясно, Фиг. 1), а по хоризонтална изотерма (плътната линия), съответстваща на разделянето на началното хомогенно вещество на две различни съпътстващи фази...". Критичната точка е точката, в която максимума и минимума в теоретичната изотерма изчезват и прекъсването изчезва. Течност при постоянна температура може да бъде подложена на понижаване на налягането, p, което пада под налягането на насищане на парите, p_v. Стойността на (p_v - p) се нарича напрежение, Δp и величината, при която се получава разкъсване, е якостта на опън на течността, Δp_c. Процесът на разкъсване на течността чрез намаляване на налягането при приблизително постоянна температура на течността често се нарича *"кавитация"*. Течност при постоянно налягане може да бъде подложена на температура T, над нормалната температура на насищане T_s. Стойността $\Delta T = T - T_s$ е *прегряването* и точката, в която се образува пара, ΔT_c, се нарича критична точка на прегряване. Процесът на разкъсване на течността чрез повишаване на температурата при приблизително постоянно налягане често се нарича *"кипене"*.

Има няколко начина за класифициране на кавитация. Тук е представена класификация за режима на течението (газообразна, псевдо - парообразна кавитация). R. T. Knapp предлага класификация, която да отговаря на условията, при които се осъществява кавитация, както и на основните физически характеристики. Тази класификация прави разлика между следните видове кавитация:

1. Подвижна кавитация

В този случай, отделни преходни кухини или мехурчета се образуват в течността и се движат с нея, докато се разширяват, свиват и се разрушават. Тези кухини се движат непрекъснато с местната скорост на течащата течност. Движещите се кухини стават видими в течността, която е много близо до граничната повърхност в зоната на минималното налягане. Те се разрастват по време на тяхното преминаване през областта на ниско налягане и започват да се разпадат скоро след като са отнесени към област чието налягане надвишава налягането на насищане на парите. Свиването до невидим размер често е последвано от поредица повтарящи се разширявания и повторни свивания, които предполагат пулсации на налягането.

2. Съпровождаща кавитация

Отнася се до ситуацията след началото, при която течността се отделя от твърдата граница на потопеното тяло до образуване на джоб или кухина, прикрепена към границата. Фиксираните кухини понякога имат вид на силно турбулентна кипяща повърхност или в други случаи повърхността между течността и големите каверни може да бъде толкова гладка, дори прозрачна. Забелязано е, че течността съседна на повърхността на големите каверни съдържа множество малки подвижни кухини. Тези движещи се кухини растат бързо до почти максималния си размер в горния край на основната кухина и остават доста постоянни, до-

като не достигнат долния край на кухината и изчезнат. Прекъсването може да стане чрез връщането на основното течение към твърдата повърхност по направление на движението към водещия ръб или откъсващата линия, или кухината може да се простира далеч отвъд тялото, преди главният течностен поток да се затвори заедно, обгръщайки джоба, което е известно като *свръхкавитация*.

3. Вихрова кавитация

Флуидно течение с концентрирано центробежно движение може развие кавитация в центъра си поради генериране на ниски налягания в „сърцето" на потока. Типичният пример на този тип кавитация може да се развие ако Von Kármán - вихрово откъсване се появи в края на хидрокрило и налягането е достатъчно ниско. В резултат на това се появяват нарастващи колебания синхронизирани с честотата на появата на откъсванията. Вихровата кавитация може да се появи и в каналните течения на хидравличните машини, когато те работят при частично натоварване. В случай, когато честотата на кавитационните колебания съвпадне с естествена, елементи от машините се подлагат на умора и последващо разрушение. Този тип кавитация често се нарича върхова кавитация.

4. Вибрираща кавитация

Силите, които причиняват образуването и разпада на кухините, се дължат на непрекъсната серия от големи амплитуди на високочестотни пулсации на налягането в течността [1].

Въпреки че кавитацията може да се увеличи поради лоша конструкция, тя може да се появи дори при най-добре проектирано оборудване, когато последното работи при неблагоприятни условия. За съжаление, в областта на приложната хидродинамика, ефектите на кавитацията са нежелателни (с много малко изключения). В областта на хидравличните машини е установено, че кавитацията може да се случи във всички типове турбини (от ниска специфична скорост Francis до висока специфична скорост Kaplan), в центробежни и осови помпи и в обемни помпи. Кавитация може да възникне и при устройства, които не участват в трансформация на механична енергия, като например клапани или фитинги, при които има промяна в скоростта на преминаващия през тях флуид, като дебитомери, вентури метри, бленди или дюзи.

Може би най-съществения проблем, причинен от кавитацията, е материалното увреждане, което кавитационните мехурчета могат да причинят, когато се разпаднат в близост до твърда повърхност. Проблемът е сложен, защото включва подробности за сложен нестабилно течение, комбинирано с реакцията на конкретния материал, от който е направена твърдата повърхност. Вдлъбнатината, причинена от колапса на каверните, създава голямо износване на компонентите и може драстично да съкрати живота на помпата.

Колапсът на каверните е бурен процес, който генерира високи локални амплитудни смущения и шокове в течността в момента на колапса. Повтарянето на това натоварване, дължащо се на множество сривове на балончета, може да доведе до повреда в локалната повърхност на умората и отделяне на парчета от материал. Това е общоприето обяснение за увреждане на кавитацията. То е в съответствие с появата на увреждане на кавитацията при повечето обстоятелства. За разлика от ерозията, дължаща се на твърдите частици в течението, при която повърхността изглежда гладко износена от драскотини, дължащи се на по-големи частици, увреждането на кавитацията има кристален и назъбен външен вид на умората. Кавитацията най-детайлно е представена от Brenen, 1995 [2], Franc и Michel, 2004 [3], Ishii и Hibiki, 2011 [4].

Yang, Yeh и Jaw, 2009 [9] използват платформено устройство с U-образна форма за генериране на единичен кавитационен балон за подробен анализ на характеристиките на флуидното поле и причината за противоположната струя по време на процеса на разпад на балона, причинен от предаването на ударна вълна. Те използват високоскоростна камера за запис на поточното поле на разпада на мехурчетата на различни разстояния от твърдата граница. Установено е, че вихърът Kelvin–Helmholtz

се образува, когато течният струйник прониква в повърхността на мехурчетата, след като мехурчето се компресира и деформира. Dular, M. и др., 2004 [5] провеждат проучване на визуалните и ерозионни ефекти на кавитацията върху прости единични крилни профили в кавитационен тунел. За експериментите се използва двумерен крилен профил с кръгъл водещ ръб. Тънко медно фолио, приложено върху повърхността на крилото е използвано като ерозионен сензор. Наблюдаван е кавитационен феномен над крилни профили при различни условия на течението (налягане на системата, съдържание на воден пари). Установена е връзка между характеристиките на кавитационните структури и увреждането от кавитацията.

Katakura и др., 1984 [6] представят теоретичните и експерименталните резултати за разтворимостта на въздуха в хидравлично масло, както и експерименталните резултати за коефициента на дифузия на разтворения въздух в масла от 5 различни типа, които могат да повлияят на диаметъра на мехурчетата в стационарно масло. Те обобщават, че мехурът чийто диаметър се променя при ниско или високо налягане, му е необходим дълъг период от време, за да възстанови първоначалния си размер в стационарно масло.

Fivel и др. [7] заключават, че прогнозирането на ерозионните щети на кавитацията сега е в обхвата на цифровата симулация. Предлаганият метод изисква първо да се оцени разпределението на натоварването на удара в резултат на разпада на кавитационния мехур.

Antoniak, P. [8] чрез един от най-новите експериментални методи, използвани за подобряване на параметрите на героторни помпи, е използването на висококоростна цифрова камера, която позволява да се визуализират процесите на потока във вътрешните канали на помпите. Въз основа на това наблюдение са определени опасните зони (т.е. зоните, където може да възникне кавитацията) на каналите, които трябва да бъдат преработени. В тази статия е показано приложението на метода за изследване на реалния флуиден поток в героторна помпа.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представената статия е направен обзор на публикациите относно проблемите на механизма на възникване и действие на кавитацията в хидравлични машини и системи. Направена е класификация на видовете кавитация. Разгледани са съвременни методи за изследване на кавитацията в хидравлични машини.

REFERENCE

[1] Del Campo Sud, D., Analysis of the suction chamber of external gear pumps and their influence on cavitation and volumetric efficiency. PhD thesis. Universitat Politècnica de Catalunya, March 2012.

[2] Brenen, C. E., Cavitation and Bubble Dynamics. Oxford University Press, 1995.

[3] Franc, J. P., Michel, J.M., Fundamentals of Cavitation. Kluwer Academic Publishers, 2004.

[4] Ishii, M., Hibiki, T., Thermo-Fluid Dynamics of Two-Phase Flow. Second Edition. Springer New York Dordrecht Heidelberg London, 2011.

[5] Dular, M., Bachert, B., Stoffel, B., Sirok, B., Relationship between cavitation structures and cavitation damage, Chair of Turbomachinery and Fluid Power, Durmstadt University of Technology, Wear 257 (2004) 1176-1184p.

[6] Katakura, H., Tsuji, S., Yamane, R., Fujita, H., *A Research on Air in Oils. Bulletin of JSME*, Vol. 27, No. 231, September 1984.

[7] Fivel ,M., Franc, J., and Roy, S. C., Towards numerical prediction of cavitation erosion, rsfs.royalsocietypublishing.org Interface Focus 5: 20150013

[8] Antoniak, P., Experimental studies of flows iside derotor pumps with use of high-speed camera., Wrocław University of Technology, Poland

[9] Yang, S.-H., Yeh, K.-C., Jaw, S.-Y., Single cavitation bubble generation and observation of the bubble collapse flow induced by a pressure wave Exp Fluids (2009) 47:343–355

НАПРАВЛЕНИЕ 13

МЕХАТРОНИКА, МЕТРОЛОГИЯ И УПРАВЛЕНИЕ НА КАЧЕСТВОТО

SESSION 13

MECHATRONICS, METROLOGY AND QUALITY MANAGEMENT

UNITECH 2017 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
17-18 November 2017, GABROVO

APPLICATION OF PSEUDORANDOM POSITION ENCODER FOR CRANE POSITIONING

Ivana Stojković
University of Niš,
Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Goran Miljković
University of Niš,
Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Dragan Denić
University of Niš,
Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Dragan Živanović
University of Niš,
Faculty of Electronic Engineering, Serbia

Abstract

The presented solution is based on application of developed pseudorandom linear encoder, with high reliability and flexibility, for crane positioning. Implementation of better solution for the crane displacement problem is achieved by applied encoder because position information from encoder is more reliable. The crane displacement problem is caused by geometrical deformities or irregularities of the crane paths and the crane, damages that are caused by the exploitation and by dynamical influences.

Keywords: pseudorandom position encoder, crane positioning, crane displacement problems.

INTRODUCTION

For positioning of various movable systems in precise automatic industrial machines, position measurement is very important. Angles and length have to be measured with a high accuracy and high reliability. Today it is achieved by digital positon transducers known as encoders. The optical encoder may be either rotary or linear and for commercially position, encoder may be incremental-type or absolute type, [1]. During the last years, very interesting for position measurements are pseudorandom binary sequences, also known as chain codes or shift register codes. Length (2^n-1) pseudorandom binary sequence generated by n-bit shift register and the corresponding feedback [2], is entered on the code track. On the basis of this code it is possible to realize pseudorandom linear encoder and to apply this solution to the crane positioning such as it is shown in [3]. The absolute position identification is based on the "window property" of pseudorandom binary sequences (PRBS) $\{S(p)/p=0,1,...,2^n-2\}$. Therefore any n-tuple $\{S(p+n-k)/k=n,...,1\}$ provided by a window $\{x(k)/k=n,...,1\}$ of width n scanning the PRBS, is unique and may fully identify window's absolute position p relative to the beginning of sequence, [3].

Cranes are machines with four-legged portal built to run back and forth on parallel rails, Fig.1, which can reach a more extensive area of a construction site.

Fig. 1. *Portal crane*

Many national standards, which define crane competence to work conditions, are established. From the point of view of usage

for both the users and designers, crane displacement is very important problem. In this paper the use of pseudorandom absolute position encoder for crane positioning and prevention of crane displacement is proposed.

MEASUREMENT FOR CRANE DISPLACEMENT

The working crane loading leads to damage that causes construction damage or the loss of static stability and of function readiness. That is why many national standards define working crane conditions.

The crane displacement problem is caused by geometrical deformities or irregularities of the crane paths and the crane, damages that are caused by the exploitation and by dynamical influences. The technical standards define permitted angle of the displacement and side forces are provoked by it. The side forces are the bases for construction of the supporting structure, [3]. The portal reloading cranes can have much bigger displacement. In that case, these constructions have low rigidity and possibility to regulate the parallelism in construction and reduce displacement is not possible, [1]. The displacement shape of this crane at moving is shown at Fig. 2. Increasing the driving resistance of one portal side for the force ΔF causes the lag of this side portal for the length of ΔL.

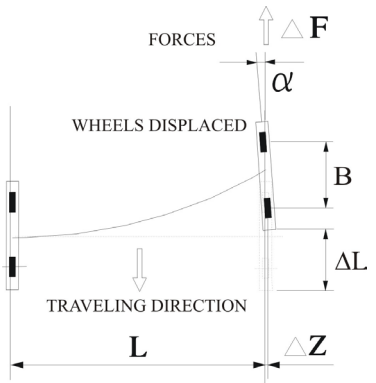


Fig. 2. *The displacement of the reloading portal crane*

$$\Delta L = \frac{L}{B} \cdot \Delta Z + \frac{\Delta F \cdot L^3}{3 \cdot E \cdot I_M} + \frac{\Delta F \cdot L^2 \cdot H_N}{G \cdot I_{ON}} \quad (1)$$

where L is range of lifts, H_N height of the portal leg, E and G modulus of elasticity and sliding, I_M the moment of inertia of the main carrier of the crane, I_{ON} the moment of inertia of the portal leg, B wheel spacing of the portal.

The classical mechanical solutions for prevention of the displacement require the high rigidity of the construction. Achieving parallel control of absolute information of the position of the both sides of the crane is very important. There are some technical solutions for the parallel control which is made based on the absolute information of position of the both sides of the crane. The first technical solution for parallel control is done by using "electrical shaft" where the motor speed is corrected by using phase's differences of the angle speed of the electrical field of both sides of the crane. Then the classical absolute linear encoders are applied for parallel control of absolute positions of the left and the right crane side. Because of generated enormous number of quantization steps for real path length of the crane, application of pseudorandom absolute position encoder [4, 5, 6] proposed in this paper.

A good features of an absolute encoder and almost as simple as an incremental encoder is pseudorandom absolute encoder, Fig.3, with one synchronisation and one pseudorandom code track.

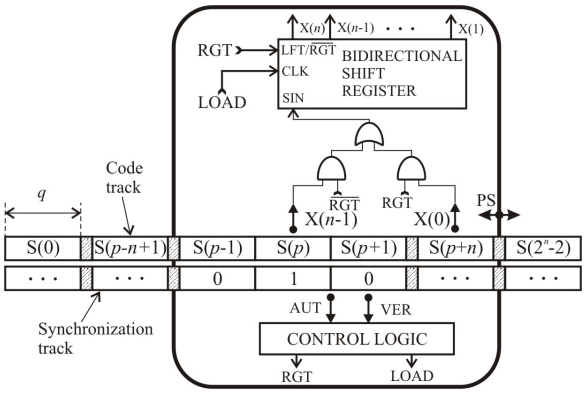


Fig. 3. *The pseudorandom absolute encoder*

This position encoder uses read bits from sensor heads $X(n\text{-}1)$ and $X(0)$, depending on the direction of movement, and send them to the shift register in order to form a n-bit code word [7]. Only one bit is being read for each new position of the movable system and entered into the mentioned shift register. After the initial movement that corresponds to space width of n bits, forming of the code word, which corresponds to the current position of the movable system, will be done. For each of

the following positions a new bit is being read, and along with (n-1) bits of the previous code word, an output code word of the new position is obtained. Evidently, there is a necessity of initial moving after the first power-up, meaning that the movable system (MS) crosses a distance equivalent to space width of n code bits, so that the first valid output n-bit code could be formed.

In the case of high-resolution encoders, mentioned distance of initial movement is very small. However, this is still a pseudorandom absolute encoder's disadvantage. The use of two reading heads can be used to check the code reading errors as well as to operate in a single-head mode if one reading head is damaged. After forming of pseudorandom code word, it is necessary to convert it into the natural code [8, 9] and also can be implemented a procedure of checking pseudorandom code reading correctness, [10].

THE MEASUREMENT SYSTEM FOR POSITIONING AND PREVENTING OF CRANE DISPLACEMENT

The system for crane displacement measurement is presented in Fig. 4. The signals from two encoders are sent to the input ports of the microprocessor unit. Two measurement systems are applied and provide parallelism in crane moving and in that way prevent crane displacement. Pseudorandom binary code is used in this measurement system with two reading heads for synchronisation track and two reading heads for code track. Synchronisation track is used for direction determination and defining of moment of pseudorandom code reading.

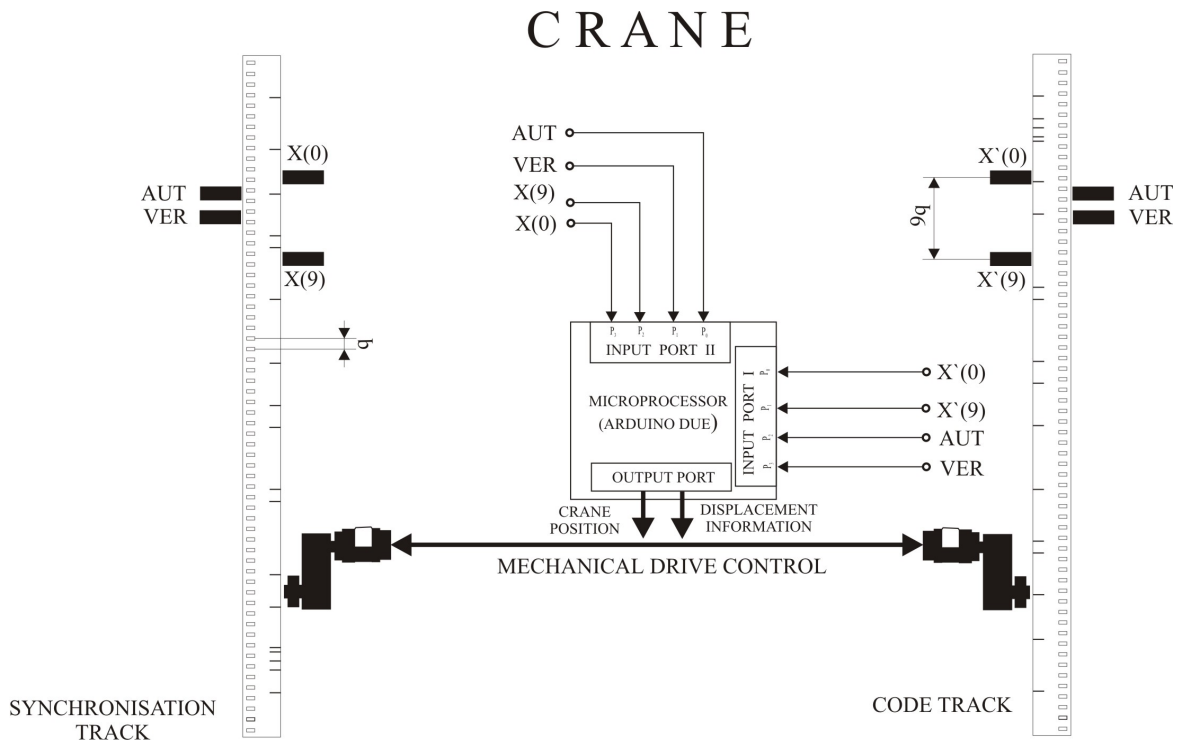


Fig. 4. *The measurement system based on microprocessor for positioning and preventing of crane displacement*

An example of a 10-bit pseudorandom binary code is considered, which is read with two reading heads, $X(9)$ and $X(0)$, at the distance 9q. Reading heads *AUT* and *VER* provides reading code synchronisation and determination of the moving direction. All functions of this system are realized with microprocessor Arduino Due, where in working algorithm are compared absolute position information of both sides of crane, calculated crane displacement and determined certain correction parameters. Pseudorandom binary code is not suitable for direct application in digital electronics, and so pseudorandom/ natural code conversion must be implemented. Sources of errors in pseudorandom absolute encoder are quantization error (due to digitalization), assembly errors, structural

limitations (code track deformations due to loading), manufacturing tolerances (inaccurately imprinted code patterns, positioning of code reading sensors) and ambient influences (temperature, vibration, contamination, light noise, humidity).

The proposed system is an intelligent, programmable, and reliable due to implemented procedure for code reading error detection. Two reading heads, $X(9)$ and $X(0)$, can form two code words which should be on the same distance, and this fact enables implementation of procedure for checking of the code reading correctness.

CONCLUSION

This paper shows a concept and realized solution for crane positioning using pseudorandom absolute position encoders. On the basic of experimental results of the developed encoder functioning, discussion about possibility of its application for crane positioning is given. The proposed solution for crane positioning provides a precise and high reliable position information and crane displacement problem prevention.

ACKNOWLEDGEMENT

Research activities presented in this paper, are supported by funds of the Ministry of Science and Technological Development, having the reference project number TR32045.

REFERENCES

[1] Dragan Denić, Miroljub Pešić, Miodrag Arsić, "High-reliable position encoder for crane positioning and crane displacement problem solving", Machine Dynamics Problems 2005, Vol 29, No 2, pp. 35-44.

[2] S. Engelberg, H. Benjamin, "Pseudorandom sequences and the measurement of the frequency response", IEEE Instrum. Meas. Mag., vol. 8, no. 1, pp. 54–59, 2005.

[3] Denić D., Ranđelović I., Miljković G., "Crane positioning using pseudorandom binary sequence for position measuring", Proceedings of 6th International Conference "Research and Development in Mechanical Industry RaDMI 2006, Budva, Montenegro, 2006.

[4] E.M. Petriu, "Absolute-type position transducers using a pseudorandom encoding", IEEE Trans. Instrum. and Meas., Vol. IM-36, No. 4, pp. 950-955, 1987.

[5] E.M.Petriu, J.S. Basran, "On the position measurement of automated guided vehicles using pseudorandom encoding", IEEE Trans. Instrum. and Meas., Vol. 38, No. 3, pp. 799-803, 1989.

[6] E.M. Petriu, J.S. Basran, F.C.A. Groen, "Automated guided vehicle position recovery", IEEE Trans. Instrum. and Meas., Vol. 39, No. 1, pp. 254-258, 1990.

[7] M. Arsić, D. Denić, New pseudorandom code reading method applied to position encoders, in Electron. Lett. vol. 29, pp. 893-894, 1993.

[8] E.M. Petriu, "New pseudorandom/natural code conversion method", Electronics Letters, Vol. 24, No. 22, pp. 1358-1359, 1988.

[9] D. Denić, I. Stojković, Pseudorandom/natural code converter with parallel feedback logic configuration, in Electron. Lett. vol. 46, pp. 921-922, 2010.

[10] D. Denić, M. Arsić, "Checking of pseudorandom code reading correctness", Electronics letters, Vol. 29, No. 21, pp. 1843 - 1844, 1993.