TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO

20 YEARS UNITECH 2020 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE

SELECTED PAPERS

ORGANIZING COMMITTEE

Chairman: Assoc. Prof. Plamen Tsankov, PhD
Vice-Rector in charge of Research and Development

Members: Prof. Jordan Maximov, D.Sc.
Prof. Anatoliy Aleksandrov, Ph.D.
Assoc. Prof. Lilyana Rusanova, PhD

Technical Assistant:
Petya Peneva, MA

PROGRAM COMMITTEE

Chairman: Prof. Iliya Zhelezarov, PhD
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Members:

Acad. Chavdar Rumenin, Bulgaria
Acad. Dragoljub Mirjanić, Rep. Srpska, B&H
Acad. Peter Kralchevski, Bulgaria
Acad. Tomislav Pavlović, Rep. Srpska
Acad. Dimitar Dimitrov, Bulgaria
Corr. Mem. Prof. Tony Spassov, Bulgaria
Prof. DHC Yuriy Kuznetsov, DSc, Ukraine
Prof. DHC Nikolay Ganev, PhD, Czech Republic
Prof. DHC Helmut Hopp, PhD, Germany
Prof. Lothar Otto, PhD, Germany
Prof. Emil Kolev, PhD, Germany
Prof. Ludwig Hilmer, PhD, Germany
Prof. Elena Kovalenko, PhD, Ukraine
Prof. Iurii Iaremchuk, DSc, Ukraine
Prof. Mikhail Prokofiev, PhD, Ukraine
Prof. Igor Sazonov, DSc, Belarus
Prof. Rumen Daskalov, DSc, Bulgaria
Prof. Vasil Kavardjikov, DSc, Bulgaria
Prof. Ivan Yachev, DSc, Bulgaria
Prof. Raycho Ilarionov, DSc, Bulgaria
Prof. Galya Duncheva, DSc, Bulgaria
Prof. Irina Aleksandrova, PhD, Bulgaria
Prof. Zvezditsa Nenova, PhD, Bulgaria
Prof. Nikolay Madzharov, PhD, Bulgaria
Prof. Dimitar Dichev, DSc, Bulgaria
Prof. Toshko Nenov, PhD, Bulgaria
Assoc. Prof. Rosen Ivanov, PhD, Bulgaria
Assoc. Prof. Angel Anchev, PhD, Bulgaria
Assoc. Prof. Stanimir Sadinov, PhD, Bulgaria

TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO

INTERNATIONAL
SCIENTIFIC CONFERENCE

PROCEEDINGS

20 - 21 NOVEMBER 2020
GABROVO

ISSN: 2603-378X

ORGANIZING COMMITTEE

Chairman: Assoc. Prof. Plamen Tsankov, PhD
Vice-Rector in charge of Research and Development

Members: Prof. Jordan Maximov, D.Sc.
Prof. Anatoliy Aleksandrov, Ph.D.
Assoc. Prof. Lilyana Rusanova, PhD

Technical Assistant:
Petya Peneva, MA

PROGRAM COMMITTEE

Chairman: Prof. Iliya Zhelezarov, PhD
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Members:

Acad. Chavdar Rumenin, Bulgaria
Acad. Dragoljub Mirjanić, Rep. Srpska, B&H
Acad. Peter Kralchevski, Bulgaria
Acad. Tomislav Pavlović, Rep. Srpska
Acad. Dimitar Dimitrov, Bulgaria
Corr. Mem. Prof. Tony Spassov, Bulgaria
Prof. DHC Yuriy Kuznetsov, DSc, Ukraine
Prof. DHC Nikolay Ganev, PhD, Czech Republic
Prof. DHC Helmut Hopp, PhD, Germany
Prof. Lothar Otto, PhD, Germany
Prof. Emil Kolev, PhD, Germany
Prof. Ludwig Hilmer, PhD, Germany
Prof. Elena Kovalenko, PhD, Ukraine
Prof. Iurii Iaremchuk, DSc, Ukraine
Prof. Mikhail Prokofiev, PhD, Ukraine
Prof. Igor Sazonov, DSc, Belarus
Prof. Rumen Daskalov, DSc, Bulgaria
Prof. Vasil Kavardjikov, DSc, Bulgaria
Prof. Ivan Yachev, DSc, Bulgaria
Prof. Raycho Ilarionov, DSc, Bulgaria
Prof. Galya Duncheva, DSc, Bulgaria
Prof. Irina Aleksandrova, PhD, Bulgaria
Prof. Zvezditsa Nenova, PhD, Bulgaria
Prof. Nikolay Madzharov, PhD, Bulgaria
Prof. Dimitar Dichev, DSc, Bulgaria
Prof. Toshko Nenov, PhD, Bulgaria
Assoc. Prof. Rosen Ivanov, PhD, Bulgaria
Assoc. Prof. Angel Anchev, PhD, Bulgaria
Assoc. Prof. Stanimir Sadinov, PhD, Bulgaria

TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE UNITECH'20

S E L E C T E D P A P E R

Address: 5300, Gabrovo, "H. Dimitar" 4 street
University Publishing House "V. Aprilov" – Gabrovo

© TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO, 2020
© UNIVERSITY PUBLISHING HOUSE "V. APRILOV" – GABROVO, 2020

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ГАБРОВО

МЕЖДУНАРОДНА НАУЧНА КОНФЕРЕНЦИЯ

УНИТЕХ 2020 ГАБРОВО

СБОРНИК ДОКЛАДИ

20 – 21 НОЕМВРИ 2020
ГАБРОВО

ISSN: 2603-378X

ОРГАНИЗАЦИОНЕН КОМИТЕТ

Председател: Доц. Пламен Цанков
Зам.-ректор НИР

Членове: Проф. дтн Йордан Максимов
Проф. Анатолий Александров
Доц. Лиляна Русанова

Технически организатор:
Петя Пенева

ПРОГРАМЕН КОМИТЕТ

Председател: Проф. Илия Железаров
Технически университет – Габрово, България

Членове:
Акад. Чавдар Руменин, България
Акад. Драголюб Мирянич, Република Сръбска, Босна и Херцеговина
Акад. Петър Кралчевски, България
Акад. Томислав Павлович, Република Сръбска
Чл. Кор. Димитър Димитров, България
Чл. Кор. Тони Спасов, България
Проф. дн. Юрий Кузнецов, ДХК, Украйна
Проф. Николай Ганев, ДХК, Република Чехия
Проф. Хелмут Хоп, Германия
Проф. Лутер Отто, Германия
Проф. Емил Колев, Германия
Проф. Лудвиг Хилмер, Германия
Проф. Елена Коваленко, Украйна
Проф. дн Юрий Ярменчук, Украйна
Проф. Михаил Прокофиев, Украйна
Проф. дн Игор Сазонов, Беларус
Проф. дмн Румен Даскалов, България
Проф. дн Васил Каварджиков, България
Проф. Иван Янчев, България
Проф. дтн Райчо Иларионов, България
Проф. дн Галя Дунчева, България
Проф. Ирина Александрова, България
Проф. Звездица Ненова, България
Проф. Николай Маджаров, България
Проф. Димитър Дичев, България
Проф. Тошко Ненов, България
Доц. Росен Иванов, България
Доц. Ангел Анчев, България
Доц. Станимир Садинов, България

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ГАБРОВО МЕЖДУНАРОДНА НАУЧНА КОНФЕРЕНЦИЯ УНИТЕХ’20

И З Б Р А Н И Д О К Л А Д И

Адрес: 5300, Габрово, ул. „Хаджи Димитър” 4
Университетско издателство “Васил Априлов” – Габрово

Издател: Технически университет – Габрово, 2020
Университетско издателство “Васил Априлов” – Габрово, 2020

THEMATIC SESSIONS

- **Electrical Engineering**
- **Electronics and Sensors Technics**
- **Communication Engineering and Technologies**
- **Computer Systems**
- **Computer Technologies**
- **Technologies in Mechanical Engineering and Mechatronics, Metrology and Quality Management**
- **Hydraulics, Pneumatics and Heat Engineering**
- **Economics and Finance, Organization and Management, Education Technologies**
- **Mathematics and Informatics**
- **Physics**

C O N T E N S

ELECTRICAL ENGINEERING

SOLAR RADIATION ATLAS IN TREBINJE IN THE REPUBLIC OF SRPSKA 18
Dragoljub Lj. Mirjanić [1], Tomislav M. Pavlović[2], Ivana S. Radonjić[2], Lana S. Pantić[2], Anđelina V. Marić[2], Galina I. Sazhko[3]
[1]Academy of Sciences and Arts of the Republic of Srpska, Bana Lazarevića 1, 78000 Banja Luka, Republic of Srpska
[2]University of Niš, Faculty of Sciences and Mathematics, Department of Physics, Višegradska 33, 18000 Niš, Serbia
[3]Ukrainian engineering pedagogics academy, Kharkov, Ukraine

DETERMINATION OF RESERVE BY SENSITIVITY AND BOUNDARY CONDITIONS WHEN USING UNSELECTIVE INSTANTANEOUS OVERCURRENT RELAY PROTECTION IN MEDIUM VOLTAGE ELECTRICAL GRIDS 24
Mediha Mehmed-Hamza[1], Plamen Stanchev[2]
[1] Medical University of Varna, Department of Medical Equipment, Electronic and Information Technologies in Health care, 9002 Varna, Bulgaria
[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Engineering, 9010 Varna, Bulgaria

FAULT INVESTIGATION AND OPERATION OF RELAY PROTECTIONS AND AUTORECLOSE WITH THE USE OF SIMULATION MODELS IN MEDIUM VOLTAGE ELECTRICAL GRIDS 29
Mediha Mehmed-Hamza[1], Plamen Stanchev[2]
[1] Medical University of Varna, Department of Medical Equipment, Electronic and Information Technologies in Health care, 9002 Varna, Bulgaria
[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Engineering, 9010 Varna, Bulgaria

REAL TIME SPEED CONTROL OF ELECTRIC MOTOR VIA MATLAB 36
Osman ULKIR[1]
[1] Department of Electronics and Automation, Mus Alparslan University, Mus, 49100, Turkey

SOFTWARE SIMULATION OF THE PRESENCE OF MECHANICAL UNBALANCE IN ELECTRICAL EQUIPMENT WITH ASYNCHRONOUS MOTORS 40
Yuliyan Yordanov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

MODE CONTROL OF LIGHTING SYSTEM BASED ON THE SMART-LIGHT CONCEPT 44
Hovorov Pylyp, Kindinova Anastasiia, Hovorova Kateryna, Dyumin Eduard, Abdelrahim Omer
O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv

EFFECT OF CALCINATION TIME ON THE DIELECTRIC PROPERTIES OF DOPED WITH TIN DIOXIDE BARIUM TITANATE 50
Ivaylo Lazarov
Technical University of Gabrovo

DEVELOPMENT OF TECHNICAL SOLUTION FOR EXPERIMENTAL RESEARCH AND VERIFICATION OF METHODS FOR ANALYZING OF DYNAMIC MODES IN URBAN ELECTRIC TRANSPORT 54
Nikolay Bezhanov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A LABORATORY MODEL OF A PURE SINE WAVE INVERTER FOR POWER SUPPLY OF LOW POWER CONSUMERS 60
Hristo Ibrishimov
Technical University of Gabrovo

INVESTIGATION OF SOME PARAMETERS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY FROM DIMMABLE LED BULBS 65
Tsvyatko Kolev Varbov, Krasimir Marinov Ivanov
Technical University of Gabrovo

RESEARCH OF THE INFLUENCE OF THE INTER-ROW SPACING FOR GROUND MOUNTED PV SYSTEMS ON THE ANNUAL PRODUCTION OF ELECTRIC ENERGY USING PVGIS-SARAH 72
Tsvyatko Kolev Varbov
Technical University of Gabrovo

INFLUENCE OF INDIVIDUAL STANDARD UNCERTAINTIES ON TOTAL UNCERTAINTY OF ENERGY EFFICIENCY OF A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR 78
Branko Koprivica[1], Alenka Milovanović[1], Srđan Divac[*], Marko Šućurović[2]
University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences Čačak Svetog Save 65, 32000 Čačak, Serbia
[1]Department of Electrical and Electronic Engineering, [2]Department of Power Engineering,
[*]PhD Scholarship of the Ministry of Education, Science and Technological Development of Serbia

DYNAMIC TEMPERATURE MODELING OF INDUSTRIAL LED LUMINAIRE 82
Hristo Ibrishimov
Technical University of Gabrovo

MODELING OF PLANAR TRANSFORMER FOR DC DC CONVERTER 86
Hristo Ibrishimov
Technical University of Gabrovo

TEMPERATURE MEASUREMENT AND CURRENT DETERMINATION OF HORIZONTALLY AND VERTICALLY PLACED LOW-VOLTAGE SINGLE CORE CABLE 91
Marko Sucurovic[1], Milan Marjanovic[2], Marko Rosic[1], Miroslav Bjekic[1], Branko Koprivica[3]
University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak
[1] Department of Power Engineering,
[2] Department of Mechanical Engineering,
[3] Department of Electrical and Electronic Engineering, Svetog Save 65, 32000 Cacak, Serbia

STUDY OF THE ELECTRICAL QUALITY PARAMETERS OF SMART LED LUMINAIRES 97
Plamen Tsankov, Milko Yovchev, Teodor Todorov
Technical University of Gabrovo

REMOTE CONTROL AND MANAGEMENT SYSTEM FOR AIR-CONDITIONING INSTALLATION 102
Emiliya Dimitrova, Vasil Dimitrov
Todor Kableshkov University of Transport – Sofia

COMMISSIONING OF A GONIOPHOTOMETER AND AN INTEGRATING SPHERE WITH SPECTRORADIOMETER IN A NEW LIGHTING LABORATORY AT THE TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO 108
Plamen Tsankov
Technical University of Gabrovo

CREATING A MODEL OF PHASE-CONTROLLED BRIDGE RECTIFIERS IN SIMULINK FOR STUDENT TRAINING 114
Hristo Ibrishimov
Technical University of Gabrovo

ANALYSIS OF THE PARTICIPATION OF ELECTRIC TRANSPORT IN THE TOTAL ENERGY MIX IN ACCORDANCE WITH THE PLANNED INDICATORS IN THE STRATEGY FOR SUSTAINABLE ENERGY DEVELOPMENT OF VARNA FOR THE PERIOD 2014-2020 118
Valentin Gyurov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

INVESTIGATION OF THE POWER REDUCTION OF HORIZONTALLY MOUNTED SOLAR MODULE DUE TO SOILING 125
Tomislav M. Pavlović [1], Ivana S. Radonjić[1], Dragoljub Lj. Mirjanić[2], Darko Divnić[2]
[1] University of Niš, Faculty of Sciences and Mathematics, Department of Physics, Višegradska 33, 18000 Niš, Serbia
[2] Academy of Sciences and Arts of the Republic of Srpska, Bana Lazarevića 1, 78000 Banja Luka, Republic of Srpska

ELECTRONICS AND SENSORS TECHNICS

NEW KIND OF DIGITAL FILTER BASED ON THE FREQUENCY LOCKED LOOP 129
Perišić Đurđe[1], Miroslav Bojović[2], Željko Gavrić[1], Vanja Mišković[1]
[1] Faculty of Information Technology, Slobomir P University, Slobomir, BiH
[2] School of Electrical Engineering, University of Belgrade, Beograd, Serbia

CONTACTLESS POWER SUPPLY AND COMMUNICATION OF THE DEVICE FOR MEASURING EXCESS FUEL IN MODERN DIESEL ENGINES 135
Nikolay Madzharov, Desislav Iliev
Technical University of Gabrovo

APPLICATION OF THE SMALLEST SQUARES METHOD FOR DETERMINING THE MODEL PARAMETERS OF A TWO-COLLECTOR MAGNETOTRANSISTOR 140
Kazolis Dimitrios Theodosius[1], Anatoliy Aleksandrov[2], Gergana Mironova[2]
[1]Eastern Macedonia and Thrace Institute of Technology
[2]Technical University of Gabrovo

IMPROVED IOT ENERGY METER APPLICABLE IN SMART BUILDINGS 147
Aleksandar Č. Žorić[1], Muhamed Bejtović[1], Nikola Žorić[1], Bojan Jovanović[2]
[1]Faculty of Technical Sciences-University of Priština, Serbia
[2]The Technical School-Uroševac, Leposavić, Serbia

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF WIND GENERATORS ON THE QUALITY OF ELECTRICITY AT THE POINT OF CONNECTION TO THE DISTRIBUTION NETWORK 152
Muhamed Bejtović, Aleksandar Č. Žorić
Faculty of Technical Sciences, University of Priština, Serbia

MICROWAVE FOOD FAT METER 156
Konstantyn Shevchenko[1], Oleksiy Yanenko[1], Mikhail Prokofiev[1], Sergey Peregudov[1], Vasyl Kuz[2]
[1] Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute
[2] Ternopil Ivan Puluj National Technical University

SIMULINK MODEL OF BIDIRECTIONAL DC/DC CONVERTER FOR ELECTRIC VEHICLE APPLICATION 160
Evgeni Malev
Technical University of Varna, Bulgaria

REVIEW OF A HYBRID STRUCTURE FOR APPLICATION IN EVS 165
Gergana Vacheva, Nikolay Hinov
Technical University of Sofia
Department of Power Electronics

THERMAL MODELS OF DC DC CONVERTERS FOR ULTRALIGHT ELECTRIC VEHICLES APPLICATION IN SIMULINK 169
Evgeni Malev
Technical University of Varna, Bulgaria

LOGICAL-PROBABILITY APPROACH IN ANALYSIS OF THE RELIABILITY OF MOSFET TRANSISTORS 174
Prodan Ivanov Prodanov
Technical University of Gabrovo

INDOOR AIR QUALITY MONITORING PROCESSOR SYSTEM 181
Ivaylo Belovski[1], Anatoliy Aleksandrov[2]
[1] Prof. Assen Zlatarov University
[2] Technical University of Gabrovo

SENSORICS OF THE INDIVIDUAL HALL POTENTIALS 187
S. V. Lozanova
Institute of Robotics at Bulgarian Academy of Sciences

COMMUNICATION ENGINEERING AND TECHNOLOGIES

REVIEW OF TECHNICS FOR TRAFFIC CONTROL FROM LAST DECADE 194
Vasil Shterev, Nikolay Hinov
Technical University of Sofia

OPTIMIZATION OF THE 3P KEYS KERNEL PARAMETERS FOR INTERPOLACION OF AUDIO SIGNALS 200
Nataša Savić, Zoran Milivojević
The Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, Aleksandra Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia

EVALUATION OF THE INFLUENCE OF PINK NOISE (PN) ON THE INTELLIGIBILITY OF SPEECH IN THE SERBIAN LANGUAGE, USING SERBIAN MATRIX SENTENCE TEST (SMST) BASE AND STOI ALGORITHM 206
Dijana Kostić[1], Marina Milivojević[2], Zoran Milivojević[3]
[1]Geonais Niš, Serbia
[2]Mikkelsen Electronics, Niš, Serbia,
[3]College of Applied Technical Sciences of Niš, Serbia

ROBUSTNESS OF THE SD WATERMARKING ALGORITHM IN IS MAPPING ON FILTERING AUDIO SIGNALS USING NOTCH FILTERING 212
Bojan Prlincevic[1], Zoran Milivojevic[2], Milan Misic[1]
[1]Kosovo and Metohija Academy of Applied Studies, Leposavic, Serbia
[2]Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Nis, Serbia

PLANNING AND SURVEY OF RADIO COVERAGE IN LORAWAN COMMUNICATION NETWORK 218
Krasen Angelov, Nikolay Manchev, Stanimir Sadinov, Trayan Ivanov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

A NARROWBAND RF NOISE FLOOR LEVEL ANALYSIS IN CASE OF ELECTRIC ARC 224
Kliment Angelov[1], Peter Matov[2], Sofia Angelova[3]
[1,2,3] Technical University of Sofia

NOISE RECOGNITION IN COMMUNICATION CHANNELS BY ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS 229
Dionisia Daskalaki
Technical University of Gabrovo

TOPOLOGY OF OPTICAL NETWORK IN REMOTE CONTROL SYSTEMS 236
Emiliya Dimitrova, Vasil Dimitrov
Todor Kableshkov University of Transport – Sofia

BUILDING AND CONFIGURATION OF A PLAYOUT MULTIVIEWER MONITORING SYSTEM 242
Panagiotis Kogias[1], Stanimir Sadinov [2], Seyhan Sadak [2], Michail Malamatoudis [1], Hristian Hristov [2]
[1] International Hellenic University – Kavala Campus, Greece
[2] Technical University of Gabrovo, Bulgaria

SIMULATION OF THE 32-CHANNEL WDM-FSO SYSTEM IN DIFFERENT ATMOSPHERIC PHENOMENA 248
Jelena Todorović[1], Branimir Jakšić[1], Petar Spalević[1], Majid Alsadi[2], Ahmad Mohammed Salih[2]
[1] Faculty of Technical Sciences, University of Priština in Kosovska Mitrovica, Serbia
[2] School of Informatics and Computing, Singidunum University, Belgrade, Serbia

PERFORMANCE OF THE MTSENG ALGORITHM FOR BIOMETRIC ON-LINE VERIFICATION HANDWRITTEN SIGNATURE 253
Milivojević Zoran[1], Milivojević Marina[2]
[1] Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, Niš, Serbia
[2] Mikkelsen Electronics, Niš, Serbia

COMPUTER SYSTEMS

MULTI-SENSOR GAS-SENSING HEAD FOR AIR QUALITY EVALUATION 260
Kamen Boyadzhiev [1], Stefan Ivanov[2]
[1] Department of Automation, Information and Control Systems, Technical University of Gabrovo, Gabrovo, Bulgaria
[2] Department of Automation, Information and Control Systems, Technical University of Gabrovo, Gabrovo, Bulgaria

GEO-REFERENCED SYSTEM FOR AIR QUALITY MONITORING 264
Kamen Boyadzhiev
Department of Automation, Information and Control Systems
Technical University of Gabrovo

INFLUENCE OF THE LOOKBACK PERIOD AND THE NUMBER OF EPOCHS IN THE PREDICTION OF TIME SERIES USING A NEURAL NETWORK WITH A LONG SHORT-TERM MEMORY 268
Kiril Koparanov, Krasin Georgiev, Vasil Shterev
Technical University of Sofia

OPTIMAL POWER FLOW AND PRICES IN THE ELECTRICITY MARKET USING THE HYBRID PPSOGSA ALGORITHM 274
Milena Jevtić[1], Miroljub Jevtić[2], Jordan Radosavljević[2], Sanela Arsić[1], Dardan Klimenta[2]
[1]Technical Faculty in Bor, University of Belgrade, Bor, Serbia
[2]Faculty of Technical Sciences Kosovska Mitrovica, University of Pristina in Kosovska Mitrovica, Serbia

IMPACT OF BRIGHTNESS AND COMPLEXITIES TO EDGE DETECTION WITH ROBERTS AND CANNY OPERATOR ON COMPRESSED IMAGES 279
Vladimir Maksimovic[1], Mirko Milosevic[2], Branimir Jaksic[1], Mile Petrovic[1], Petar Spalevic[1]
[1] Faculty of Technical Sciences, University of Pristina in Kosovska Mitrovica, Serbia
[2] School of Electrical and Computer Engineering of Applied Studies Beograd, Serbia

MOBILE ROBOT FOR FIRE DETECTION.....285
S. Stankov, S. Ivanov
Technical University of Gabrovo

APPLICATION OF IMAGE PROCESSING IN FOG COMPUTING.....289
Dušan Marković[1], Dejan Vujičić[2], Borislav Đorđević[3], Siniša Ranđić[2]
[1] Faculty of Agronomy Čačak, University of Kragujevac, Serbia
[2] Faculty of Technical Sciences Čačak, University of Kragujevac, Serbia
[3] Institute Mihailo Pupin d.o.o., Belgrade, Serbia

HUMIDITY SENSING ELEMENTS BASED ON V-DOPED SIO_2 SURFACE LAYERS.....294
Zvezditza Nenova[1], Nedyu Nedev[1], Stephan Kozhukharov[2], Toshko Nenov[1]
[1]Technical University of Gabrovo
[2]University of Chemical Technology and Metallurgy – Sofia

ON THE USE OF SUPERCLUSTERS IN AUTOMATION.....298
Georgi Mihalev, Aleksandar Lubenov
Technical University of Gabrovo

DESIGN OF A HARMFUL GAS DETECTION SYSTEM.....304
Mustafa Kemal TEZCAN[1], Taşkın TEZ[2], Fatma TEZCAN[3], Hilmi KUŞÇU[4]
[1]The University of Trakya,
[2]Edirne Provincial Health Directorate,
[3]The University of Kırklareli,
[4]The University of Trakya

COMPUTER TECHNOLOGIES

STUDY OF UPLOAD AND DOWNLOAD TRAFFIC ON A 6LOWPAN WIRELESS SENSOR NETWORK FOR INTERNET OF THINGS (IOT).....308
Aydan Haka
Technical University of Varna, Bulgaria

COMPREHENSIVE EVALUATION OF ZIGBEE WIRELESS SENSOR NETWORK SIMULATORS FOR PURPOSES OF EDUCATION.....313
Aydan Haka
Technical University of Varna, Bulgaria

EXPLORING THE INFLUENCE OF DEMOGRAPHIC FACTORS ON THE IMAGE-BASED CAPTCHAS.....319
Sanela Arsić[1], Milena Jevtić[1]
[1]University of Belgrade, Technical Faculty in Bor, Bor, Serbia

METHODOLOGY FOR EVALUATION OF DECOMPOSITION ALGORITHMS.....325
Matyo Stefanov Dinev
Technical University of Gabrovo

UNIVERSITY COURSE TIMETABLING USING GENETIC ALGORITHMS.....331
Ozan Akı
Trakya University

UNIVERSITY EXAM TIMETABLING USING GENETIC ALGORITHMS 336
Ozan Akı
Trakya University

PROCESS MODELING IN INFORMATION SYSTEMS 341
Valentina Kukenska
Technical University of Gabrovo

SYSTEM FOR COLLECTION AND STORAGE OF DATA FROM INDEPENDENT SOURCES 346
Delyan Genkov, Emil Angelov
Technical University of Gabrovo

MODELING OF BUSINESS PROCESSES FORTHCOMING FOR DIGITALIZATION 351
Valentina Kukenska, Petar Minev
Technical University of Gabrovo

TECHNOLOGIES IN MECHANICAL ENGINEERING AND MECHATRONICS, METROLOGY ANG QUALITY MANAGEMENT

MODELING OF THE PROCESS SELECTION OF CLAMPING DEVICES IN THE DESIGN OF FIXTURES FOR THE LOCATING OF WORKPIECES DURING MACHINING 357
Hristo METEV, Maria VLAHOVA
Technical University of Gabrovo

EFFECT OF ADDITIVE MANUFACTURED MICRO BEAM LENGTH ON DISPLACEMENT 363
Osman ULKIR
Department of Electronics and Automation, Mus Alparslan University, Mus, 49100, Turkey

DENSITY BEFORE SINTERING WATER DISPERSED IRON POWDERS 370
T. Kovachev, I. Miteva, I. Mitev
Technical University of Gabrovo

REAL TIME BICYCLE ROBOT BALANCE CONTROL USING MACHINE LEARNING 374
Eray YILMAZLAR[1], Ercan COŞGUN[2], Hilmi KUŞÇU[3]
[1]Kırklareli University, Technical Sciences Vocational School, Kırklareli, Turkey
[2]Kırklareli University, Technical Sciences Vocational School, Kırklareli, Turkey
[3]Trakya University, Mechanical Engineering Department, Edirne, Turkey

ANALYSIS OF 3D SCANNING TECHNOLOGIES AND COMPARISON OF EXISTING SCANNING TECHNIQUES 378
Aydın GÜLLÜ[1], Ali ÇAĞLAR[2], M. Ozan AKI[3]
[1]Trakya University Vocational School of Ipsala
[2]Trakya University Institute of Science
[3]Trakya University Vocational School of Ipsala

INVESTIGATION OF VENTILATOR WORKING PRINCIPLE AND DESIGNING WITH EQUIPMENT TO BE USED FOR RAPID PRODUCTION 385
Aydın GÜLLÜ[1], Kemal AKKUŞ[2], Özcan ÇETİNKAYA[3]
[1] Trakya University Vocational School of Ipsala
[2] Trakya University Institute of Science
[3] Trakya University Vocational School of Keşan

EFFICIENCY ANALYSIS IN SOLAR PANEL ENERGY SYSTEMS: AC-DC CONVERSION COST AND DC-DC ENERGY USE 390
Aydın GÜLLÜ[1], Hilmi KUŞÇU[2], Eray YILMAZLAR[3]
[1] Trakya University Vocational School of Ipsala
[2] Trakya University Engineering Faculty
[3] Kırklareli University Vocational School of Technical Sciences

HYDRAULICS, PNEUMATICS AND HEAT ENGINEERING

SIMULATION STUDY OF THE SHIP'S LOSS OF SPEED WHILE MANEUVERING 395
Y. Korovaichenko, V. Aftaniuk
National University "Odessa Maritime Academy"

PARTICULARITY OF ANALYSIS FOR ENERGY EFFICIENCY OF INDUSTRIAL BUILDINGS 399
Mariya Raykova, Ivaylo Tsvyatkov
Technical University of Gabrovo

INFLUENCE OF A TRANSVERSE MAGNETIC FIELD ON AN ELECTROMAGNETIC FLUID IN HYDRODYNAMIC INITIAL SECTION 406
A. N. Mamedov, A. D. Koval, A.N. Murashchenko, O. M. Yakhno
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Ukraine

STUDY OF THE ELASTIC CHARACTERISTIC OF AN ELEMENT OF A MANOMETRIC DEVICE 412
Nikolay Stefanov
Technical University of Gabrovo

DEVELOPMENT OF A DEVICE WITH INCREASED CONSUMPTION FOR FIRE EXTINGUISHING 418
Stas Serhiy [1], Buzun Oleksandr [2]
[1] Cherkasy Institute of Fire Safety named after Chornobyl Heroes (ChIFS), Ukraine
[2] State Emergency Service of Ukraine

ECONOMICS AND FINANCE, ORGANIZATION AND MANAGEMENT, EDUCATION TECHNOLOGIES

OCCUPATIONAL SAFETY MANAGEMENT AS PART OF THE ORGANIZATION SYSTEM MANAGEMENT 423
Mirjana Galjak[1], Vesna Nikolić[2], Rosa Šapić[3]
[1] Technical College of Applied Sciences, Leposavić, Serbia
[2] Faculty of Occupational Safety, University of Niš, Serbia
[3] College for Social Work, Belgrade, Serbia

DEVELOPMENT OF A CURRICULUM ON "COMPUTER NETWORKS" IN THE CONTEXT OF THE DEVELOPMENT OF THE BOLOGNA PROCESS 430
Krassimir Iliev Kolev
University of Food Technologies – Plovdiv

MATHEMATICS AND INFORMATICS

REFINEMENT STABILITY OF CUBIC PYRAMIDAL MESHES 437
Miroslav S. Petrov[1], Todor D. Todorov [2]
[1] Department of Technical Mechanics, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria
[2] Department of Mathematics, Informatics and Natural Sciences, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria

THE ABSTRACT ANGLE BETWEEN PYRAMIDAL FINITE ELEMENT SPACES 442
Miroslav S. Petrov[1], Todor D. Todorov[2]
[1] Department of Technical Mechanics, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria
[2] Department of Mathematics, Informatics and Natural Sciences, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria

SOME COMMON FIXED POINT THEOREMS IN C^*-ALGEBRA VALUED METRIC SPACES 447
Parven Kummar[1], Ljiljana R. Paunović[2], Wasfi Shatanawi[3]
[1] Department of Mathematics, Tau Devi Lal Govt. College for Women, Murthal, Sonipat, India
[2] University in Priština-Kosovska Mitrovica, Teacher education Faculty, Nemanjina bb, 38218 Leposavić, Serbia
[3] Prince Sultan University, Department of Mathematics and General Courses, Riyadh 11586, Saudi Arabia

C-CLASS FUNCTIONS WITH COUPLED COINCIDENCE POINT RESULTS FOR A GENERALIZED COMPATIBLE PAIR IN ORDERED b-METRIC SPACES 453
Ljiljana R. Paunović[1], Arslan Hojat Ansari[2], Penumarthy Parvateesam Murthy[3] Nawab Hussain [4]
[1] University in Priština-Kosovska Mitrovica, Teacher education Faculty, Nemanjina bb, 38218 Leposavić, Serbia
[2] Department of Mathematics, Karaj Branch, Islamic Azad University, Karaj, Iran
[3] Department of Pure and Applied Mathematics Guru Ghasidas Vishwavidyalaya, Bilaspur (C.G.)
[4] Department of Mathematics, King Abdulaziz University P.O. Box 80203, Jeddah 21589, Saudi Arabia

PHYSICS

THEORETICAL INVESTIGATION OF METALLIC CONTACTS UNDER INHOMOGENEOUS CONDITIONS 461
Deniz Eksi
Vacational School of Health, Yeni Yuzyil University, Istanbul, 34010, Turkey

THE EFFECT OF COOLING RATE ON THE CRYSTALLIZATION PROCESS OF LIQUID RHODIUM: MOLECULAR DYNAMICS SIMULATIONS 464
Murat Celtek[1], Unal Domekeli[2], Sedat Sengul[2]
[1]Faculty of Education, Trakya University, 22030, Edirne - TURKEY
[2] Dept. of Physics, Trakya University, 22030, Edirne - TURKEY

НАПРАВЛЕНИЕ 1

ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

SESSION 1

ELECTRICAL ENGINEERING

SOLAR RADIATION ATLAS IN TREBINJE IN THE REPUBLIC OF SRPSKA

Dragoljub Lj. Mirjanić [1], Tomislav M. Pavlović[2], Ivana S. Radonjić[2], Lana S. Pantić[2], Anđelina V. Marić[2], Galina I. Sazhko[3]

[1]*Academy of Sciences and Arts of the Republic of Srpska, Bana Lazarevića 1, 78000 Banja Luka, Republic of Srpska*

[2]*University of Niš, Faculty of Sciences and Mathematics, Department of Physics, Višegradska 33, 18000 Niš, Serbia*

[3]*Ukrainian engineering pedagogics academy, Kharkov, Ukraine*

Abstract

The paper presents an atlas of solar radiation for the city of Trebinje in the Republic of Srpska formed by PVGIS estimation utility. The atlas contains the results of calculating global and direct solar radiation falling on the horizontal surface and global solar radiation falling on the optimally placed surface in Trebinje in the period from 2007 to 2016. In addition, the intensity of global, direct and diffuse solar radiation falling on the optimally placed surface in Trebinje is given by months. It was found that 15.93% less solar radiation falls on the horizontal surface and 51.07% less on the vertical surface as compared to the solar radiation that falls on the optimally placed surface. The basic characteristics of fixed, one-axis and dual-axis tracking PV solar power plants power of 1 MWp and the amount of electricity that can be generated by them in Trebinje, are also given. It was found that with the one-axis rotary solar power plant 32.77% more electricity can be generated, and with the dual-axis tracking solar power plant 36.42% more electricity can be generated as compared to the fixed solar power plant.

Keywords: PVGIS program, solar irradiance, solar energy, PV solar power plants.

INTRODUCTION

Quantity of sun radiation intake on the surface of earth is influenced by numerous factors such as: geographical latitude of the given place, season of the year, part of the day, purity of the atmosphere, cloudiness, orientation and surface inclination, etc. These data are very important because of their use in calculations of the cost effectiveness of equipment using sun radiation. Very reliable data can be found in data basis PVGIS (*Photovoltaic Geographical Information System*–PVGIS © European Communities, 2001–2008, http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps3/pvest.php).

PVGIS methodology comprises solar radiation data, PV module surface inclination and orientation and shadowing effect of the local terrain features (e.g. when the direct irradiation component is shadowed by the mountains), thus PVGIS represents immensely important PV implementation assessment tool that estimates dynamics of the correlations between solar radiation, climate, atmosphere, the earth's surface and the PV technology used. Several fast web applications enable an easy estimation of the PV electricity generation potential for selected specific locations in Europe [1-5].

This paper provides the results of calculating global, diffuse and direct solar radiation by means of PVGIS estimation utility for the city of Trebinje. Moreover, the paper contains the results of calculating the electrical energy which can be generated by the fixed, one-axis and the dual-axis tracking solar power plants in Trebinje.

THE GEOGRAPHICAL LOCATION OF TREBINJE

Trebinje is a city in the Republic of Srpska. It is the economic and cultural center of the region of Eastern Herzegovina. Trebinje is located at 42° 42' 32" north latitude and at

18° 19' 18" east longitude, and at 275 m above sea level. In 2013, Trebinje had 22987 inhabitants.

Fig. 1. *The geographical location of Trebinje*

Trebinje is located in the very south of Herzegovina, i.e. of the Republic of Srpska. It is located below the mountain Leotar, on the edge of the Trebinje field, in the valley of the once largest European subterranean river, Trebišnjica, which flows through the city. Trebinje is about 19 km away from the Adriatic Sea, i.e. about 27 km from Dubrovnik, or about 38 km from Herceg Novi. Trebinje is said to be a "city of sun and plane trees", and it is one of the most beautiful cities in the Republic of Srpska.

GLOBAL SOLAR RADIATION

The energy of global solar radiation falling on the horizontal surface in Trebinje is given in Figure 2.

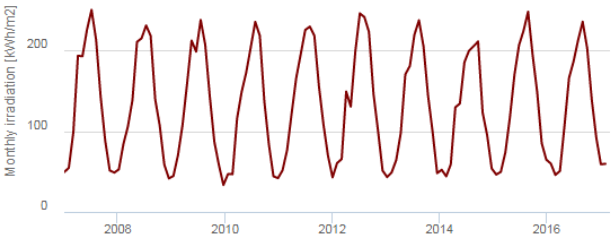


Fig. 2. *The energy of global solar radiation falling on the horizontal surface in Trebinje*

The energy of direct solar radiation falling on the horizontal surface in Trebinje is given in Figure 3.

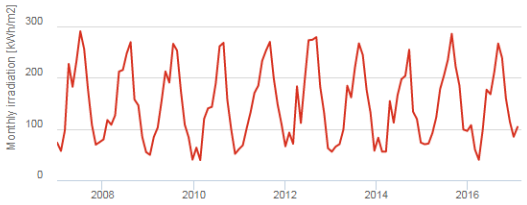


Fig. 3. *The energy of direct solar radiation falling on the horizontal surface in Trebinje*

The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle of 35^{o} in Trebinje is given in Figure 4.

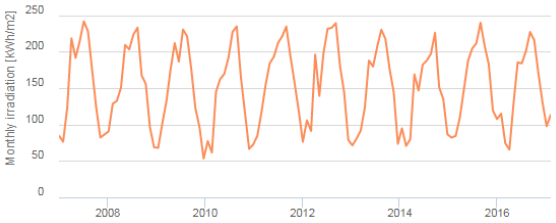


Fig. 4. *The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle of 35^{o} in Trebinje*

Based on the previous figures, it can be concluded that in the period 2007-2016 there was no significant deviation of the energy of global and direct solar radiation falling on the horizontal and optimally placed surface.

GLOBAL, DIRECT AND DIFFUSE SOLAR RADIATION FALLING ON AN OPTIMALLY TILTED SURFACE

The intensity of global, direct and diffuse solar radiation that falls on the optimally placed surface by months, during the year in Trebinje is shown in Figures 5-16.

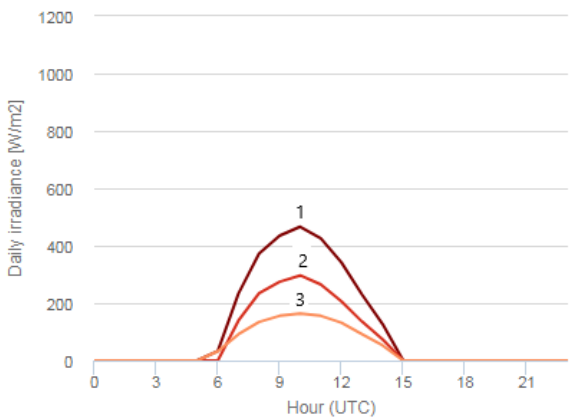


Fig. 5. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in January in Trebinje (35^{o})*

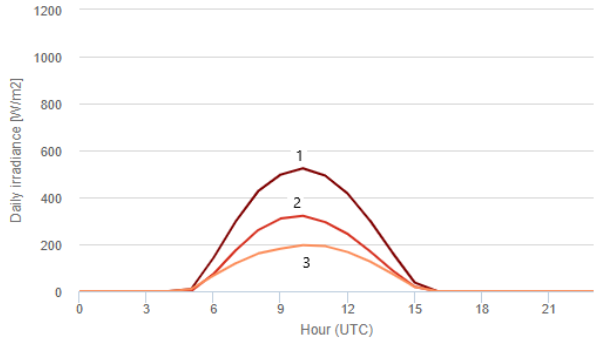


Fig. 6. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in February in Trebinje (35^o)*

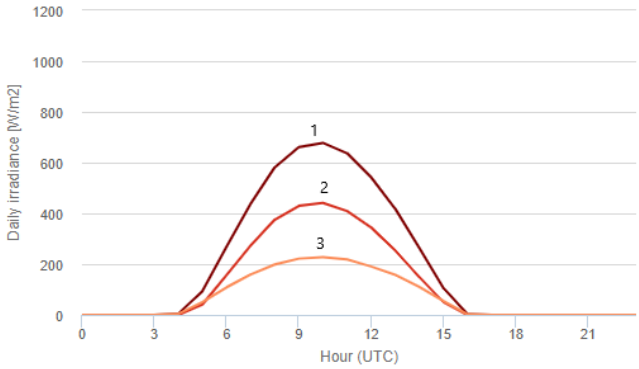


Fig. 7. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in March in Trebinje (35^o)*

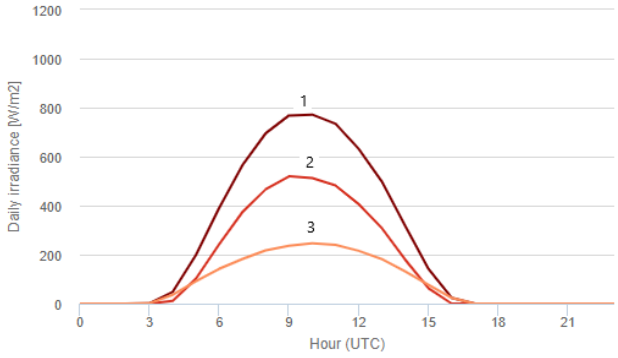


Fig. 8. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in April in Trebinje (35^o)*

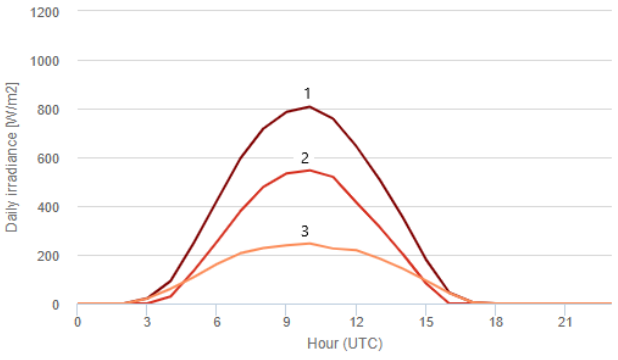


Fig. 9. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in May in Trebinje (35^o)*

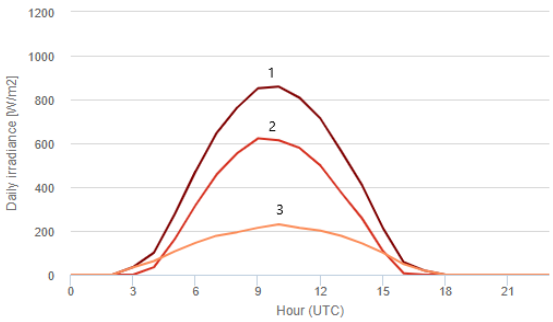


Fig. 10. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in June in Trebinje (35^o)*

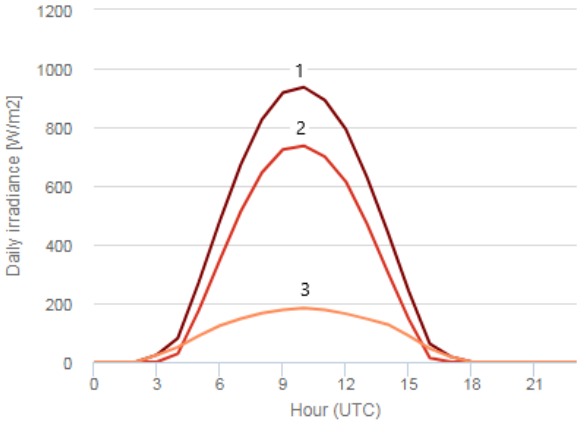


Fig. 11. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in July in Trebinje (35^o)*

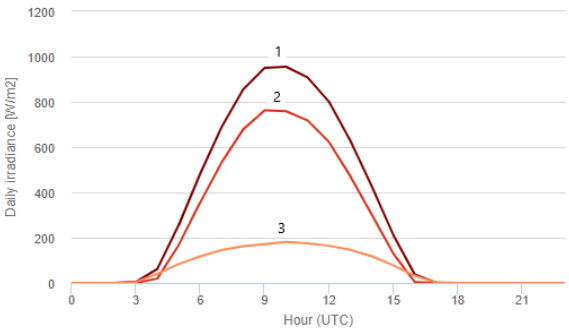


Fig. 12. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in August in Trebinje (35^o)*

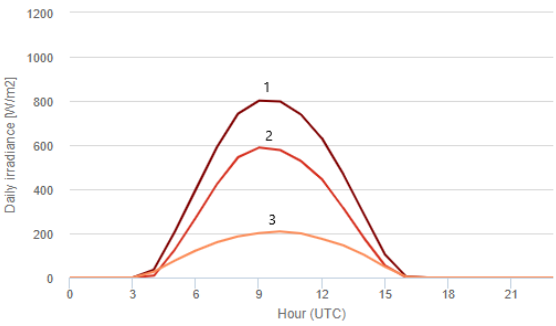


Fig. 13. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in September in Trebinje (35^o)*

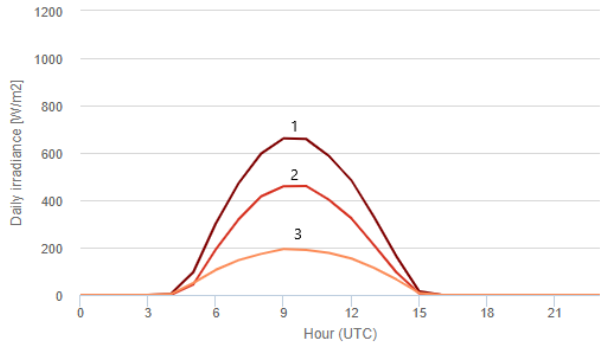


Fig. 14. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in October in Trebinje (35^o)*

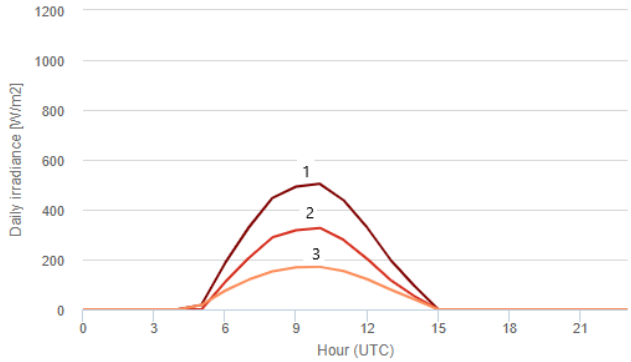


Fig. 15. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in November in Trebinje (35^o)*

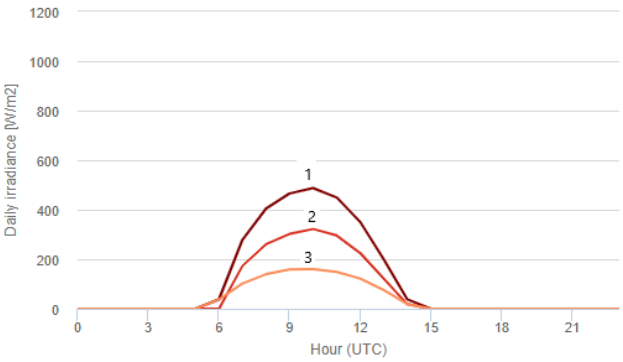


Fig. 16. *Intensity of global (1), direct (2) and diffuse (3) solar radiation in December in Trebinje (35^o)*

Figures 5-16 show the following:

- the intensity of global solar radiation increases from 480 W/m^2 in January to 970 W/m^2 in August and it decreases from August to December when it is 490 W/m^2;
- the intensity of direct solar radiation increases from 300 W/m^2 in January to 780 W/m^2 in August and it decreases from August to December when it is 320 W/m^2;
- the intensity of diffuse solar radiation increases from 180 W/m^2 in January to 190 W/m^2 in August and it decreases from August to December when it is 180 W/m^2;
- the values of the intensity of direct and diffuse solar radiation are almost the same in January, February, November and December, respectively;
- in the period from March to November, the curves of direct and diffuse radiation intensity do not coincide, whereby the intensity of direct radiation is always higher than the intensity of diffuse radiation.

The geographical position, optimal angle and the energy of the solar radiation falling on the horizontal, optimally tilted and vertically placed surface in Trebinje are given in Table 1.

Table 1. *Geographical position, optimal angle and the energy of the solar radiation falling on the horizontal, optimally tilted and vertically placed surface in Trebinje*

Optimal angle (^{o})	**Energy of solar radiation falling**		
	on the horizontal surface (Wh/m^2)	**on the optimally tilted surface (Wh/m^2)**	**on the vertically placed surface (Wh/m^2)**
35	4324,69	4983,58	3298,86

Based on the data shown in Table 1 it can be seen that the largest amount of solar radiation energy falls on the optimally placed surface, slightly less on the horizontal, and the lowest on the vertically placed surface. The horizontal surface receives 15.93%, and the vertical 51.07% less energy of solar radiation in relation to the optimally placed surface [1-9].

SOLAR POWER PLANTS

The calculation results of the amount of electricity that can be generated using the fixed, one-axis and dual-axis tracking PV solar power plants in Trebinje, using the PVGIS program are given below.

Fixed solar power plant

PVGIS characteristics of a fixed solar

power plant power of 1 MWp that would be installed in Trebinje are given in Table 2.

Table 2. *PVGIS characteristics of a fixed solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Trebinje*

Location	Trebinje
Power of photovoltaic solar power plant (MWp)	1
Power plant losses (%)	14
Tilt angle (°)	35
Azimuth angle (°)	0
Annual electricity production (kWh)	1425934,39

PVGIS data for monthly electricity production by a fixed solar power plant with monocrystalline silicon solar modules total power of 1 MWp in Trebinje are shown in Fig. 17.

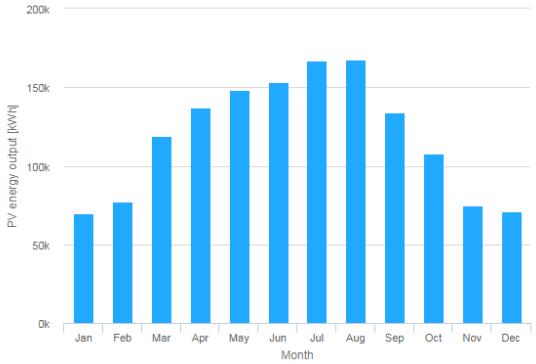


Fig. 17. *PVGIS data for monthly electricity production by a fixed solar power plant with monocrystalline silicon solar modules total power of 1 MWp in Trebinje*

One-axis tracking PV solar power plant

PVGIS characteristics of the one-axis tracking PV solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Trebinje are given in Table 3.

Table 3. *PVGIS characteristics of the one-axis tracking PV solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Trebinje*

Location	Trebinje
Power of photovoltaic solar power plant (MWp)	1
Power plant losses (%)	14
Tilt angle (°)	38
Annual electricity production (kWh)	1893449,77

PVGIS data for monthly electricity production by the one-axis tracking PV solar power plant with monocrystalline silicon solar modules total power of 1 MWp in Trebinje are shown in Fig. 18.

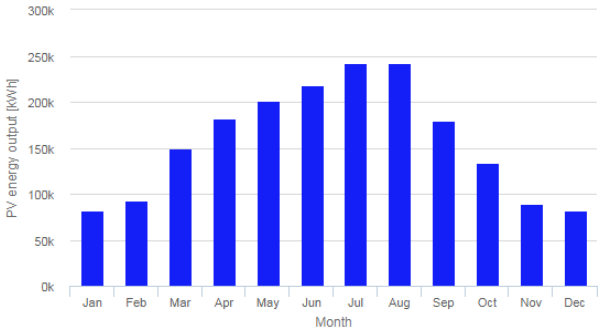


Fig. 18. *PVGIS data for monthly electricity production by the one-axis tracking PV solar power plant with monocrystalline silicon solar modules total power of 1 MWp in Trebinje*

Dual - axis tracking PV solar power plant

PVGIS characteristics of the dual - axis tracking PV solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Trebinje are given in Table 4.

Table 4. *PVGIS characteristics of the dual - axis tracking PV solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Trebinje*

Location	Trebinje
Power of photovoltaic solar power plant (MWp)	1
Power plant losses (%)	14
Annual electricity production (kWh)	1945242,40

PVGIS data for monthly electricity production by the dual-axis tracking PV solar power plant with monocrystalline silicon solar modules total power of 1 MWp in Trebinje are shown in Fig. 19.

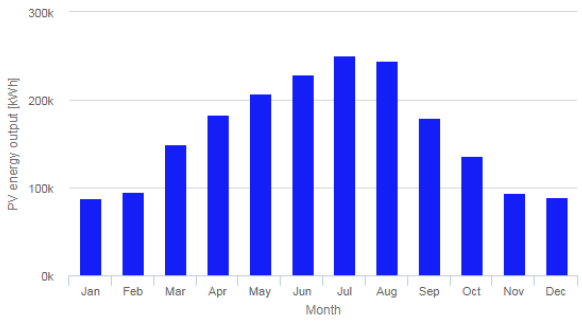


Fig. 19. *PVGIS data for monthly electricity production by the dual-axis tracking PV solar power plant with monocrystalline silicon solar modules total power of 1 MWp in Trebinje*

Based on the data shown in Table 4, it can be seen that the one-axis tracking solar power plant generates 32.77% more electricity in relation to a fixed solar power plant. The dual-axis tracking PV solar power plant

generates 36.42% more electricity as compared to a fixed solar power plant.

CONCLUSION

In the light of all said, it can be concluded that:

- in the period 2007-2016 there is no significant deviation of the energy of global and direct solar radiation respectively that falls on a horizontal and optimally placed surface;
- the intensity of global solar radiation increases from 480 W/m^2 in January to 970 W/m^2 in August and it decreases from August to December when it is 490 W/m^2;
- the intensity of direct solar radiation increases from 300 W/m^2 in January to 780 W/m^2 in August and it decreases from August to December when it is 320 W/m^2;
- the intensity of diffuse solar radiation increases from 180 W/m^2 in January to 190 W/m^2 in August and it decreases from August to December when it is 180 W/m^2;
- the values of the intensity of direct and diffuse solar radiation are almost the same in January, February, November and December, respectively;
  in the period from March to November, the curves of direct and diffuse radiation intensity do not coincide, whereby the intensity of direct radiation is always higher than the intensity of diffuse radiation.
- 15.93% less energy of solar radiation falls on the horizontally placed surface, and 51.07% less on the vertical placed surface in relation to the optimally placed surface;
- the one-axis tracking solar power plant generates 32.77% more electricity and the dual-axis tracking PV solar power plant generates 36.42% more electricity as compared to a fixed solar power plant.

Acknowledgement

This paper was done with the financial support of the project 19.032/961-100/19 approved by the Ministry of scientific and technological development, higher education and information society of the Republic of Srpska.

REFERENCE

[1] T. Pavlovic Editor, The Sun and Photovoltaic Technologies, Springer Verlag, 2019.

[2] T. M. Pavlović, Y. Tripanagnostopoulos, D. Lj. Mirjanić, D. D. Milosavljević, Solar energy in Serbia, Greece and Republic of Srpska, Academy of Sciences and Arts, Banja Luka, 2015.

[3] T. M. Pavlovic, D. D. Milosavljevic, D. Lj. Mirjanic, Renewable Energy Sources, Academy of Sciences and Arts, Banja Luka, 2013.

[4] T. M. Pavlovic, D. Lj. Mirjanic, D. D. Milosavljevic, Electric power industry in Serbia and the Republic of Srpska, Academy of Sciences and Arts, Banja Luka, 2018.

[5] T. Pavlovic, B. Cabric, Physics and technics of solar energetics, Gradjevinska knjiga, Belgrade, 2007.

[6] T. Pavlovic et al, Assessments and perspectives of PV solar power engineering in the Republic of Srpska (Bosnia and Herzegovina), Renewable and Sustainable Energy Reviews, 18:119–133, 2013.

[7] D. D. Milosavljevic et al, Photovoltaic solar plants in the Republic of Srpska—current state and perspectives, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 62:546–560, 2016.

[8] T. Pavlovic et al, Analyses of PV systems of 1 kW electricity generation in Bosnia and Herzegovina, Contemporary Materials (Renewable energy sources) II-2:123–138, 2011.

[9] D. Mirjanic et al, Investigation of energy efficiency of polycrystalline silicon solar modules in relation to their geographical orientation and tilt angle. Contemporary Materials (Renewable energy sources) VI-2:87–94, 2015.

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЗАПАС ПО ЧУВСТВИТЕЛНОСТ И ГРАНИЧНИ УСЛОВИЯ ПРИ ИЗПОЛЗВАНЕ НА НЕСЕЛЕКТИВНА ТОКОВА ОТСЕЧКА В ЕЛЕКТРИЧЕСКИ МРЕЖИ СРЕДНО НАПРЕЖЕНИЕ

Медиха Мехмед-Хамза[1], Пламен Станчев[2]

[1]Медицински университет-Варна, кат. „Медицинска апаратура, електронни и информационни технологии в здравеопазването“

[2]Технически университет-Варна, кат. „Електроенергетика“

DETERMINATION OF RESERVE BY SENSITIVITY AND BOUNDARY CONDITIONS WHEN USING UNSELECTIVE INSTANTANEOUS OVERCURRENT RELAY PROTECTION IN MEDIUM VOLTAGE ELECTRICAL GRIDS

Mediha Mehmed-Hamza[1], Plamen Stanchev[2]

[1] Medical University of Varna, Department of Medical Equipment, Electronic and Information Technologies in Health care, 9002 Varna, Bulgaria

mediha.hamza @mu-varna.bg

[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Engineering, 9010 Varna, Bulgaria, p.stanchev@tu-varna.bg

Abstract

This paper discusses the conditions for setting up an unselective instantaneous overcurrent relay protection, which is used to protect medium voltage power lines that supply transformer medium/low voltage or high-power consumers. Expressions for the reserve coefficient of sensitivity and boundary conditions under which the unselective instantaneous overcurrent relay protection meets the requirements for selectivity and sensitivity are derived. A medium voltage electrical grid for 20 kV is considered. The derived formulas can be used to assess if setting of the unselective instantaneous overcurrent relay protection meet the requirements for selectivity and protection sensitivity. The obtained results can be used for setting the protection in the operation of medium voltage grids.

Keywords: selectivity and sensitivity of relay protections, medium voltage grids, unselective instantaneous overcurrent relay protection.

ВЪВЕДЕНИЕ

От нормалната работа на електрическите мрежи зависи преноса, разпределението и потреблението на електрическата енергия. Нормалния режим на работа е свързан с доставянето на електрическа енергия с определени качествени показатели. В нормативните документи са описани конкретните изисквания към показателите за качеството на електрическата енергия. [1]. При възникване на повреда или ненормален режим на работа на съоръженията в електрическата мрежа се нарушава нормалната работа. За ограничаване на последствията от аварийния режим на работа на електрическата мрежа се изграждат релейни защити, които трябва да определят повредения елемент и да го изключат. Основните изисквания към релейните защити са селективност, бързодействие, чувствителност и сигурност. От избора на вида защита и правилно определяне настройката на защитата зависи селективното и бързо изключване на повредата.

Целта на публикацията е да се изведат зависимости за определяне на запас по чувствителност и граничните условия при на-

стройка на неселективна токова отсечка (НСТО) в електрически мрежи средно напрежение.

ИЗЛОЖЕНИЕ

НСТО се използва в електрически мрежи средно напрежение за защита на изводи, захранващи трансформаторни постове или потребители с големи единични мощности. Особено ефективна е НСТО при последователно свързване на електропровод с трансформатор [2, 3, 4, 5]. Настройката на защитата обхваща изчисляване тока на заработване и коефициента на чувствителност [2, 6]. Настройката по ток се определя по:

$$I_{зз} = K_c.I^{(3)}_{kc\max НН},\ \text{А} \qquad (1)$$

където: $I_{зз}$ – първичен ток на заработване на токовата отсечка; $I^{(3)}_{kc\max HH}$ – ток на страна средно напрежение при трифазно късо съединение на шини ниско напрежение; K_c – коефициент на сигурност.

За стойности на коефициента на сигурност се използват 1,2 за релейни защити, изградени с електромеханични релета и 1,1 за цифрови релейни защити.

За тока $I^{(3)}_{kc\max HH}$ се взема ток на страна средно напрежение при трифазно късо съединение на шини ниско напрежение на електрически най-близкия и с най-голяма мощност мрежов трансформатор средно напрежение/ниско напрежение (СрН/НН). При изчисляване настройката на защитата е необходимо да се направи проверка за отстройване от ударните намагнитващи токове на всички мрежови трансформатори СрН/НН, захранвани от съответния извод. Токът на заработване на защитата по това условие се изчислява по формулата [6]:

$$I_{зз} = K_c.5.\sum I_н,\ \text{А} \qquad (2)$$

където: $\sum I_н$ - сумата от номиналните токове на всички трансформатори, захранвани от съответния извод; K_c = 1,2 за релейни защити, изградени с електромеханични релета и 1,1 за цифрови релейни защити.

Тази проверка е необходима, за избягване неправилно изключване на извода от ударните намагнитващи токове на мрежовите трансформатори в момента на неговото включване

Неселективната токова отсечка задейства без закъснение.

Чувствителността на НСТО се изчислява по [6, 7, 8]:

$$K_ч = \frac{I^{(2)}_{kc\min}}{I_{зз}} \geq 1,5 \qquad (3)$$

където $I^{(2)}_{kc\min}$ е токът при двуфазно късо съединение (к.с.) на шини средно напрежение на съответната подстанция при минимален режим.

Посочно действие на защитата е необходимо, когато към извода има свързани генериращи източници и зависи от големината на тока на к.с. от тези източници и определената настройка на защитата.

Определяне на коефициент на запас по чувствителност на НСТО

За НСТО може да се изведе формула за определяне на коефициент на запас по чувствителност, която отчита изискванията за селективност и чувствителност на защитата, като същевременно показва при конкретната настройка на защитата с какъв запас по чувствителност тя работи [9, 10, 11].

При настройка на НСТО по формула (1) и след заместване във формула (3) се извежда формула за коефициент на запас по чувствителност:

$$K_{запНСТО} = \frac{I^{(2)}_{kc\min нач}}{1,5 \cdot K_c \cdot I^{(3)}_{kc\max HH}} \qquad (4)$$

$$K_{запНСТО} \geq 1$$

Определяне на гранично условие за сумата от номиналните токове на мрежовите трансформатори, при която защитата ще изпълнява изискванията за селективност и чувствителност.

При изчисляване настройката по ток на защитата по формула (1) е необходимо да се направи проверка за отстройване от ударните намагнитващи токове на всички мрежови трансформатори по формула (2). Ако така изчислената настройка по ток е по-голяма в сравнение с формула (1), то определящо условие за настройка на защитата по ток е по формула (2). На базата на изискването за чувствителност на защитата по формула (3) и заместващи в нея форму-

ла (2) може да се изведе гранично условие за сумата от номиналните токове на трансформаторите, захранвани от извод средно напрежение, при която защитата ще изпълнява изискванията за селективност и чувствителност:

$$\Sigma I_{н} \le \frac{I^{(2)}_{кс\min нач}}{5 \cdot 1,5 \cdot K_{с}} \qquad (5)$$

Резултати и анализ

Ток на заработване на НСТО изчислен по формула (1) зависи от мощността на трансформаторите СрН/0,4 kV. За извод от електрически мрежи 20 kV в таблица 1 са представени изчислените стойности за тока на заработване на НСТО при използване на релейни защити изградени с електромеханични релета и цифрови релейни защити в зависимост от мощността на трансформатора.

Данните за $I^{(3)}_{кс\max НН}$ са за големината на тока на страна 20 kV от [6].

Таблица 1. *Ток на заработване на НСТО*

$S_н$, kVA	**$I^{(3)}_{кстахНН}$, A**	**$I_{ззНСТО}$, A**	
		ЕМРЗ	**ЦРЗ**
250	172	206	189
320	220	264	242
400	275	330	303
560	385	462	424
630	433	520	476
1000	458	550	504
1600	733	880	806

При определяне на коефициента на запас по чувствителност на НСТО е необходимо да се знае големината на тока при двуфазно к.с. на шини средно напрежение на съответната подстанция при минимален режим на захранване. Изчислени са стойностите за коефициента на запас по чувствителност при използване на захранващ силов трансформатор с мощност 25 MVA и 40 MVA в електрическа мрежа 20 kV.

В таблица 2 са представени получените резултати за $K_{запНСТО}$ при захранващ силов трансформатор с мощност 25 MVA.

Таблица 2. *Стойности на $K_{запНСТО}$*

$S_н$, kVA	**Стойности при $K_ч$=1,5**	
	ЕМРЗ	**ЦРЗ**
250	17,83	19,45
320	13,94	15,21
400	11,15	12,17
560	7,97	8,69
630	7,08	7,73
1000	6,70	7,31
1600	4,18	4,57

В таблица 3 са представени резултатите за $K_{запНСТО}$ при захранващ силов трансформатор с мощност 40 MVA.

Таблица 3. *Стойности на $K_{запНСТО}$*

$S_н$, kVA	**Стойности при $K_ч$=1,5**	
	ЕМРЗ	**ЦРЗ**
250	29,46	32,14
320	23,03	25,13
400	18,43	20,10
560	13,16	14,36
630	11,70	12,77
1000	11,06	12,07
1600	6,91	7,54

Много често при изчисляване настройката на НСТО определящото условие е отстройване от токовете на намагнитване на трансформаторите, захранени от извода. Това от своя страна определя броя и мощността на трансформаторите, които се захранват от извода. От изведената формула 5 при известен ток при двуфазно к.с на шините на подстанцията в минимален режим се определя граничната стойност на сумата от номиналните токове на трансформаторите средно напрежение/ниско напрежение, захранени от извода средно напрежение. При така определената гранична стойност се изпълняват изискванията за селективност и чувствителност на защитата.

В таблица 4 са представени получените резултати за граничното условие при настройка на защитата на извод 20 kV при захранващ силов трансформатор с мощност 25 MVA и 40 MVA.

Таблица 4. *Гранични условия при настройка на защитата на извод 20 kV.*

Мощност на силовия трансформатор		**Стойности при $К_ч$=1,5**	
		ЕМРЗ	**ЦРЗ**
25 MVA	**$\Sigma I_н \leq$ A**	613	669
40 MVA		1014	1106

За да бъде определящо условие при изчисляване настройката на НСТО тока на страна средно напрежение при трифазно късо съединение на шини ниско напрежение на електрически най-близкия трансформатор с най-голяма мощност е необходимо настройката на защитата спрямо сумата от намагнитващите токове на трансформаторите захранени от извода да бъде по-малка или равна. В таблица 5 са представени резултати за сумата от номиналните токове на трансформаторите, захранени от извода 20 kV, при която настройката по ток на НСТО ще се определи от тока при трифазно късо съединение на шини ниско напрежение.

Таблица 5 *Сума от номиналните токове на трансформаторите, захранени от извод 20 kV*

$S_н$, kVA	**250**	**320**	**400**	**560**	**630**	**1000**	**1600**
$\Sigma I_н$, A	34	44	55	77	87	92	147

При изчисляване настройката по ток на НСТО на изводи 20 kV спрямо тока на страна средно напрежение при трифазно к.с. на шини ниско напрежение на електрически най-близкия трансформатор с най-голяма мощност защитата изпълнява изискванията за селективност и чувствителност при всички трансформатори с мощност до 1600 kVA.

По големи стойности за коефициента на запас по чувствителност се получават при използване на цифрови релейни защити, защото се използва по малък коефициент на сигурност.

Определящо условие при изчисляване настройката на НСТО по-често се получава именно отстройването от намагнитващите токове. Например за извод 20 kV, при който настройката по ток е определена от к.с на страна ниско напрежение на трансформатор с мощност 630 kVA, тока на заработване на защитата е 520 А при използване на ЕМРЗ. От таблица 5 се вижда, че сумата от номиналните токове на мрежовите трансформатори трябва да е до 87 А. Като пример извода трябва да бъде с 3 мрежови трансформатора с мощност 250 kVA, 4 с мощност 400 kVA и един с мощност 630 kVA.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изведена е формула за определяне на запаса по чувствителност на НСТО, която отчита изискванията за селективност и чувствителност на защитата. Същевременно показва при конкретната настройка на защитата с какъв запас по чувствителност тя работи.

Изведена е формула за граничното условие за сумата от номиналните токове, при която защитата ще изпълнява изискванията за селективност и чувствителност.

Представени са резултати за настройка на НСТО за изводи 20 kV, които могат да бъдат използвани в процеса на експлоатация.

REFERENCE

[1] БДС EN 50160:2010/A2:2020, Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks

[2] Fedoseev A. M. Relay Protection of the Electric Power Systems. Moskow, Energy. 1976

[3] Anderson P. M. Analysis of Faulted Power Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 1995, Power Systems Engineering Series.

[4] Blackburn J. L. Domin T. J., Protective relaying: Principles and applications, third edition. 2006.

[5] Anderson M. P. Power system protection. IEEE Press, New York. (1998)

[6] Instruction for organization of relay protections and calculation of their settings in the medium voltage distribution networks of TSO LTD Bulgaria in Bulgarian

[7] Nasser D. T. Power system modelling and fault analisys. Theory and practice. Elsevier Ltd. 2008

[8] IEC 60909 - Short-circuit currents in three-phase a.c. systems - Part 0: Calculation of currents

[9] Mehmed-Hamza M, Andreev S, Zapas po chuvstvitelnost na tokova otsechka za izvodi 20 kV, zahranvashti vazlovi stancii. in Sbornik dokladi. Mezhdinarodna nauchno-tehnicheska konferencia Elektroenergetika' 2010, 2010, vol. 1, pp. 261–266.

[10] M. Mehmed-Hamza, “Effectiveness of selective instantaneous overcurrent protection relays for feeders 20 kV,” in XVIth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies, SIELA 2009, Proceedings, 2009, vol. 1, pp. 139–144.

[11] M. Mehmed-Hamza and P. Stanchev, “Coordination of the relay protection settings against phase to phase faults in electric power lines 20 kV,” in 2018 10th Electrical Engineering Faculty Conference, BulEF 2018, 2019.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОВРЕДИ И ДЕЙСТВИЕ НА РЕЛЕЙНИ ЗАЩИТИ И АВТОМАТИКА ЗА ПОВТОРНО ВКЛЮЧВАНЕ С ИЗПОЛЗВАНЕТО НА СИМУЛАЦИОННИ МОДЕЛИ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИ МРЕЖИ СРЕДНО НАПРЕЖЕНИЕ

Медиха Мехмед-Хамза[1], Пламен Станчев[2]

[1]Медицински университет-Варна, кат. „Медицинска апаратура, електронни и информационни технологии в здравеопазването“

[2]Технически университет-Варна, кат. „Електроенергетика“

FAULT INVESTIGATION AND OPERATION OF RELAY PROTECTIONS AND AUTORECLOSE WITH THE USE OF SIMULATION MODELS IN MEDIUM VOLTAGE ELECTRICAL GRIDS

Mediha Mehmed-Hamza[1], Plamen Stanchev[2]

[1] Medical University of Varna, Department of Medical Equipment, Electronic and Information Technologies in Health care, 9002 Varna, Bulgaria
mediha.hamza @mu-varna.bg

[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Engineering, 9010 Varna, Bulgaria, p.stanchev@tu-varna.bg

Abstract

This paper presents developed simulation models in MATLAB/Simulink of the most used relay protections in case of faults in medium voltage electrical grids. The models for different type of relay protections as: time overcurrent, instantaneous overcurrent, instantaneous overcurrent with time relay and earth protection are developed in compliance with the basic principles of operation of the protections. In the developed models special attention was paid to the input parameters for setting the relay protections and autoreclosers, to the light signaling for the operation of the relay protections and the state of the circuit breaker, to the visualization of the mode parameters in case of failures and autorecloses. Simulation models of relay protections in medium voltage electrical grids can be used to analyze and verify selected settings, as well as an interactive way to improve the quality of education.

Keywords: Time overcurrent protection, instantaneous overcurrent protection, earth protection, simulation models

ВЪВЕДЕНИЕ

Изследването на изменението на режимните параметри и поведението на релейната защита при повреди е от съществено значение за правилната работа на защитите. Изпълняването на изискванията за селективност и чувствителност на релейните защити зависят от правилно изчислените настройки на защитите [1, 2].

Целта на публикацията е създаване на симулационни модели за изследване изменението на режимните параметри и поведението на релейната защита и автоматичното повторно включване при повреди в електрически мрежи средно напрежение.

Симулационните модели са разработени в програмна среда MATLAB/Simulink. Моделите за най често използваните релейни защити в електрически мрежи средно напрежение са съставени като са спазени основните принципи на работа на защитите. Симулационните модели на електрическа мрежа средно напрежение и релейни защити са разработени като се използват стан-

дартни блокове на програмния продукт и натрупания опит от разработки. Елементите на мрежата – електропроводи, трансформатори са типични за нашата ЕЕС.

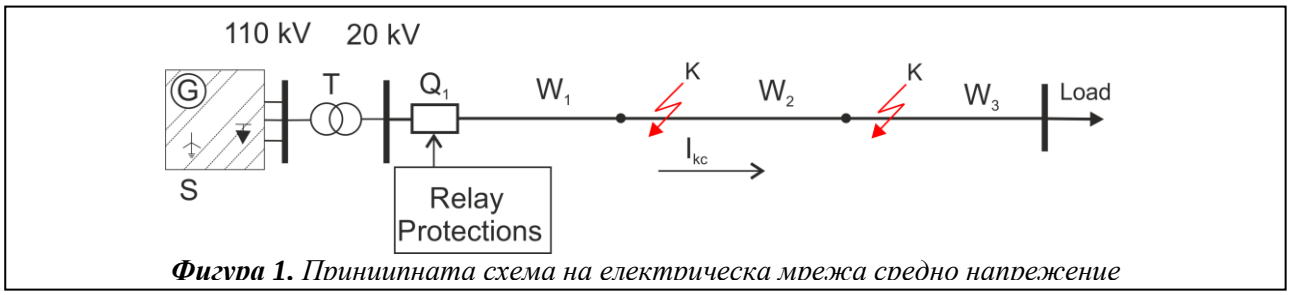
ИЗЛОЖЕНИЕ

Разработени са симулационни модели на най-често използваните защити при повреди в електрически мрежи средно напрежение като максималнотокова защита, токова отсечка, токова отсечка с реле за време и тристъпална земна защита [1, 2].

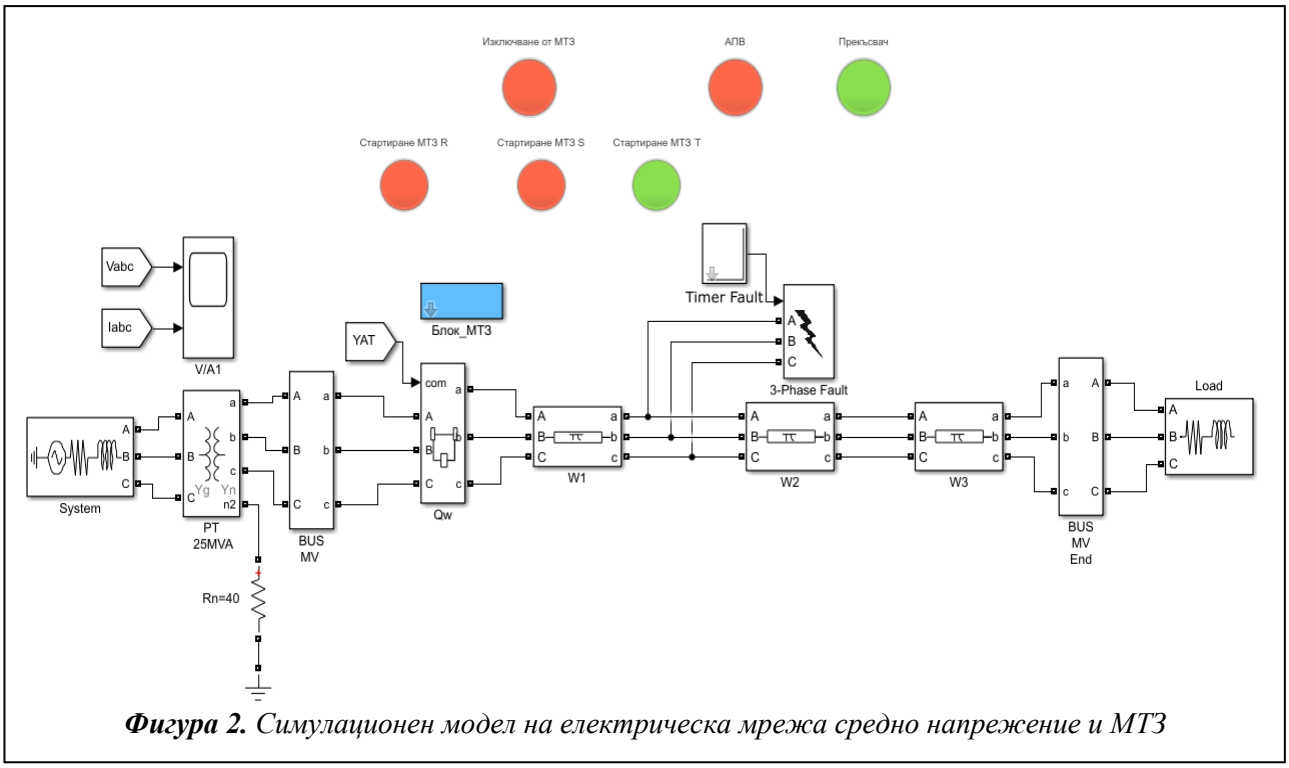
(W1,W2,W3), изграден с проводници АС70, товар (Load), блок за моделиране на късо съединение (к.с.) (3-Phase Fault). Използвани са стандартни блокове на програмния продукт Matlab Simulink, като е отчетено използваните у нас трансформатори и електропроводи [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9].

1. Симулацинен модел на максималнотокова защита

На фиг. 2 е представен модел на електрическата мрежа и максималнотоковата защита (МТЗ), обозначен с Блок_МТЗ.



Фигура 1. *Принципната схема на електрическа мрежа средно напрежение*



Фигура 2. *Симулационен модел на електрическа мрежа средно напрежение и МТЗ*

На фиг. 1 е представена принципната схема на разглежданата електрическа мрежа средно напрежение. Симулационният модел на електрическа мрежа 20 kV е изграден от блокове за захранваща система 110 kV (System), силов трансформатор 110/20 kV (PT) със заземен звезден център на средно напрежение през активно съпротивление 40 Ω, модел на електропровод

На фиг. 3 е представен разработения блок за задаване на входните параметри за настройка на МТЗ и АПВ, а на фиг. 4 визуализацията за изменението на режимните параметри при двуфазно к.с. и действието на МТЗ с неуспешно АПВ. Разработеният симулационен модел дава възможност за:

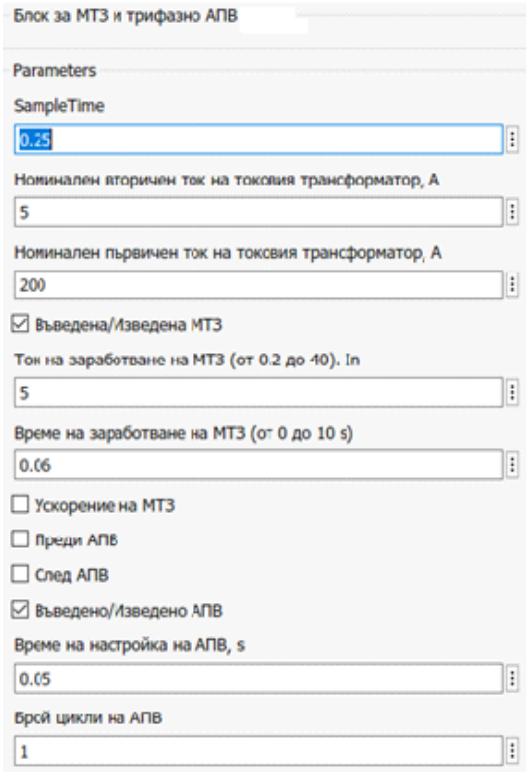
- Въвеждане/извеждане на защитата;
- Въвеждане/извеждане на ускорение на

МТЗ;

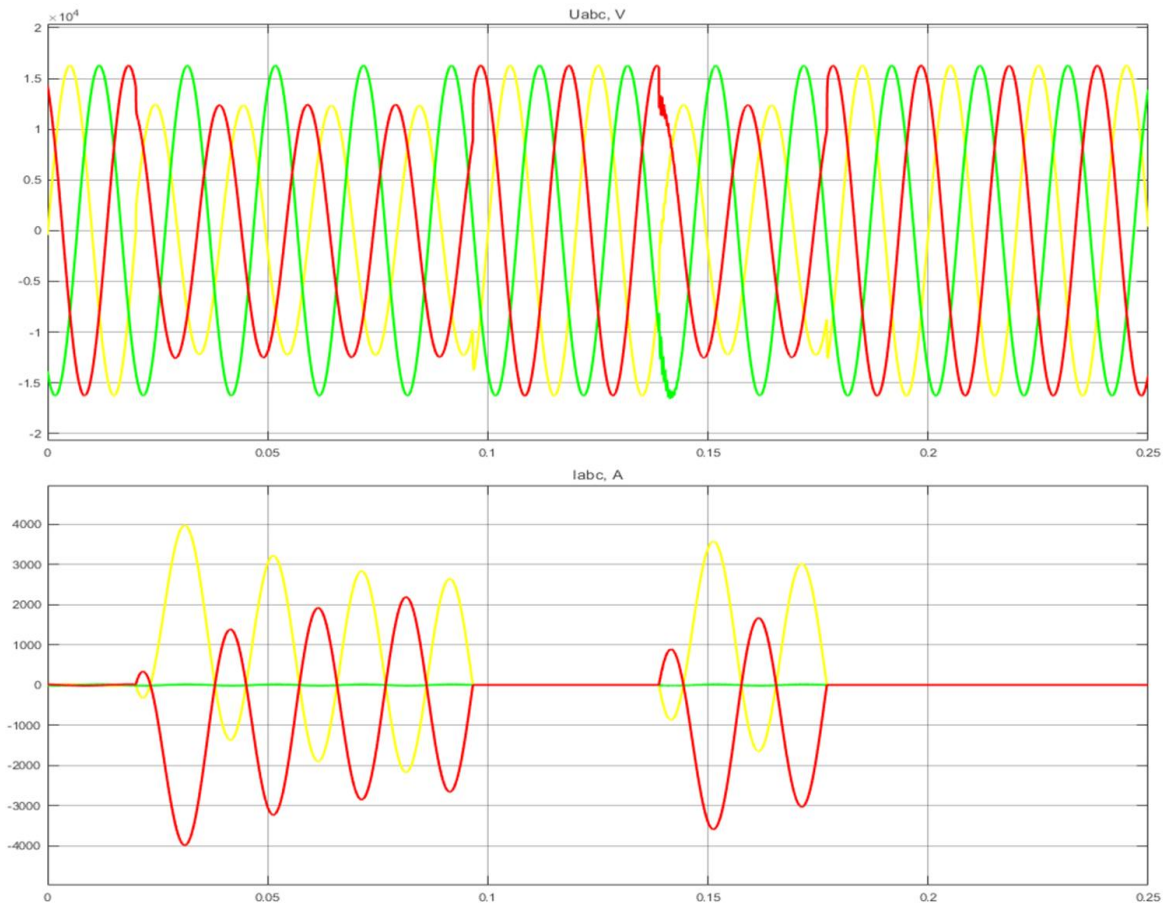
- Ускорение на МТЗ преди или след АПВ;
- Задаване на брой цикли на АПВ.

Входните параметри за настройка на МТЗ и АПВ са:

- Ток на заработване на МТЗ – задава се в диапазона (0,2÷40)In;
- Време на заработване на МТЗ– задава се в диапазона 0÷10 s;
- Време на настройка на АПВ - задава се в s.



Фигура 3. *Блок за въвеждане настройките на МТЗ и АПВ*



Фигура 4. *Визуализация поведението на симулационния модел на МТЗ и АПВ при двуфазно к.с.*

Предимствата на разработения симулационен модел на МТЗ и АПВ в електрическа мрежа 20 kV са:

- дава възможност да се разглежда поведението на защитата и АПВ при симулация на различни повреди в електрическата мрежа;
- визуализация на изменението на режимните параметри при повреди;
- визуализация на заработването на МТЗ и АПВ;
- визуализация за състоянието на прекъсвача (включен/изключен).

2. Симулацинен модел на токова отсечка

Симулационен модел на токова отсечка (ТО) и мрежа 20 kV е представен на фиг. 5, като модела на ТО е обозначен с Блок ТО.

Блокът за задаване на входните параметри за настройка на ТО позволява:

- Въвеждане/извеждане на защитата;
- Въвеждане/извеждане на АПВ;
- Задаване на брой цикли на АПВ.

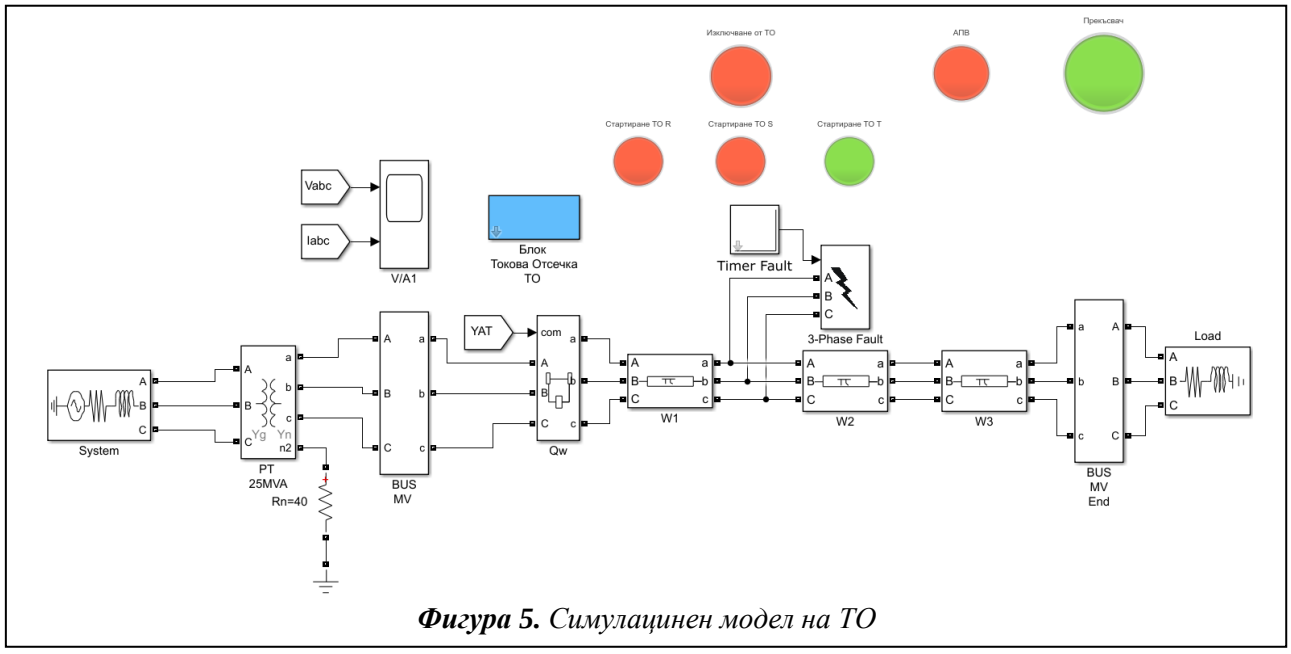
В модела на ТО е представена възможността за въвеждане и извеждане на АПВ независимо, че при експлоатацията й често не се използва.

Входните параметри за настройка са:

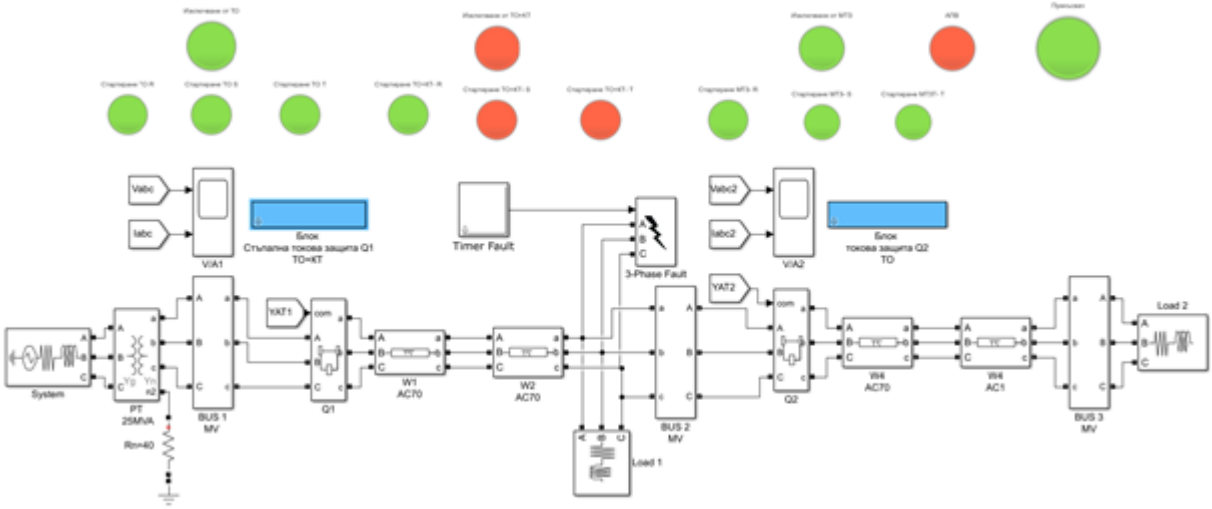
- Ток на заработване на ТО – задава се в диапазона (0,2÷40)In;
- Време на заработване на ТО– задава се в диапазона 0÷10 s с цел въвеждане собственото време;
- Време на настройка на АПВ - задава се в s.

3. Симулационен модел на ТО с реле за време

Разработен е и симулационен модел на ТО с реле за време, като част от стъпална токова защита (фиг. 6) Блокът включва токова отсечка, токова отсечка с реле за време и МТЗ.



Фигура 5. *Симулацинен модел на ТО*



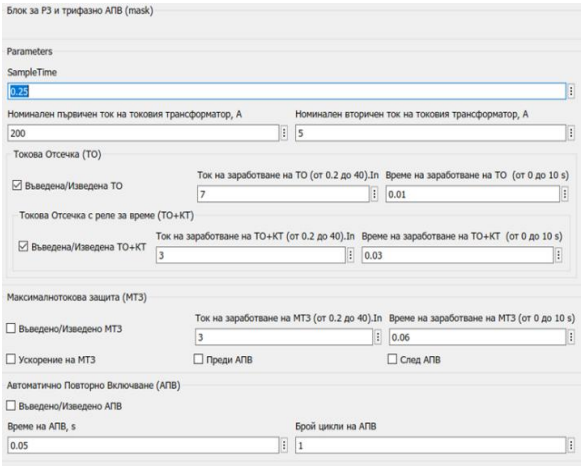
Фигура 6. *Симулационен модел на ТО с реле за време и ТО*

Входните параметри за настройка на ТО с реле за време са:

- Ток на заработване на ТО с реле за време – задава се в диапазона (0,2÷40)In;
- Време на заработване на ТО с реле за време – задава се в диапазона 0÷10 s;
- Време на настройка на АПВ - задава се в s.

С използването на модела може да се разглежда и визуализира:

- поведението на защитата и изменението на режимните параметри при симулация на различни повреди в електрическата мрежа;
- заработването на защитата;
- състоянието на прекъсвача (включен/изключен).

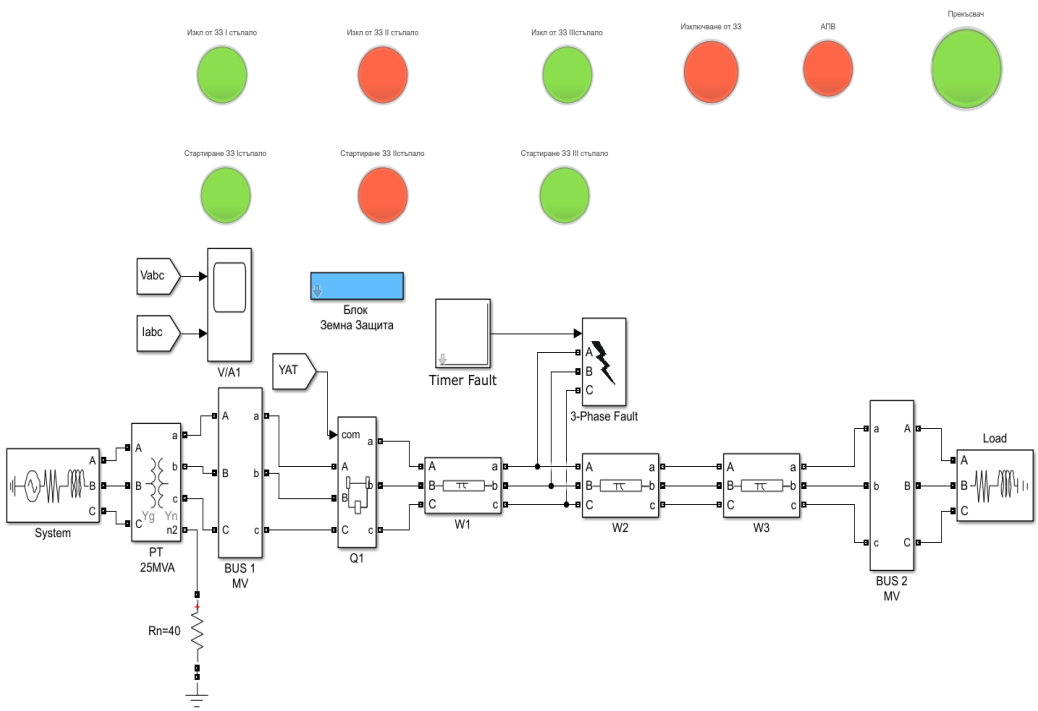


Фигура 7. *Блок за въвеждане настройките на ТО с реле за време*

На фиг. 7 е представен блока за задаване на входните параметри.

Входните параметри за настройка на ТО с реле за време са:

- Ток на заработване на ТО с реле за време – задава се в диапазона (0,2÷40)In;
- Време на заработване на ТО с реле за време – задава се в диапазона 0÷10 s;
- Време на настройка на АПВ - задава се в s.



Фигура 8. *Симулационен модел на електрическа мрежа и земна защита*

4. Симулацинен модел на земна защита

В електрически мрежи средно напрежение земните съединения са най-често срещаните повреди. Разработеният симулационен модел за защита от земни съединения е на тристъпална земна защита, като в моделната схема на електрическа мрежа 20 kV е обозначен с Блок Земна защита. На фиг. 8 е показана моделната схема. На фиг. 9 е представен блокът за задаване на входните параметри за настройка на тристъпална земна защита. Симулационният модел на ЗЗ дава възможност за:

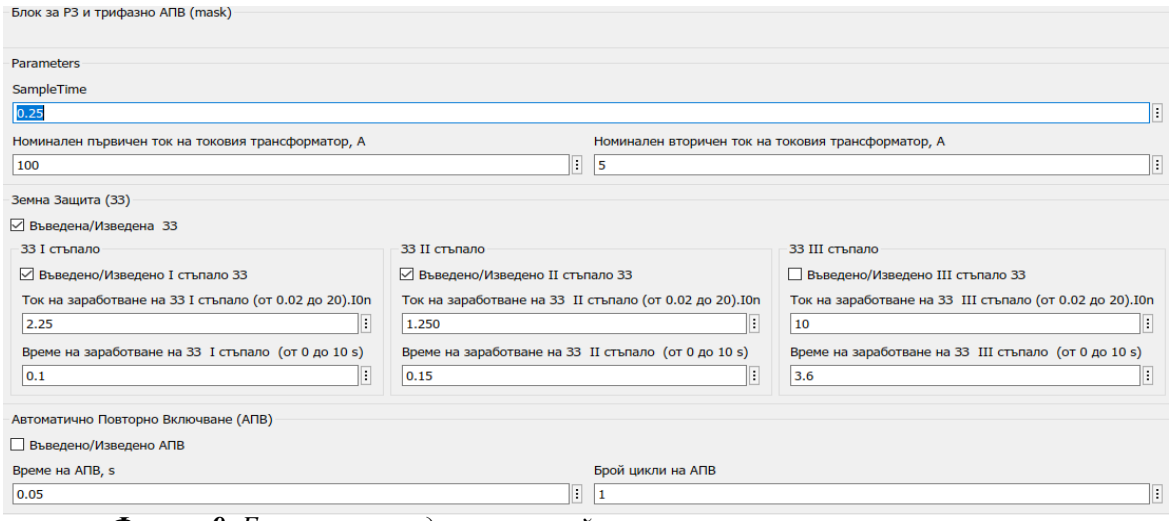
- Въвеждане/извеждане на защитата;
- Въвеждане/извеждане на отделните стъпала на защитата;
- Въвеждане/извеждане на АПВ;
- Задаване на брой цикли на АПВ.

Входните параметри за настройка на ЗЗ и АПВ са:

- Ток на заработване на всяко стъпало от ЗЗ – задава се в диапазона (0,02÷20)In;
- Време на настройка на ЗЗ - задава се в s.
- Време на настройка на АПВ - задава се в s.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработени са симулационни модели на най-често използваните релейни защити в електрически мрежи средно напрежение,



Фигура 9. *Блок за въвеждане настройките на тристъпална земна защита*

като е отделено специално внимание на:

- въвеждането на параметрите за настройка на релейните защити и АПВ чрез създаденият блок за въвеждане на входните данни;

- светлинната сигнализация за заработването на релейните защити и АПВ

- състоянието на прекъсвача на защитаваното съоръжение –включен или изключен, чрез светлинна сигнализация;

- визуализацията за изменението на режимните параметри при повреди и действието на релейна защита и АПВ;

- задаването на въвеждане/ извеждане на АПВ и на брой цикли чрез блока за въвеждане;

Разработените симулационни модели на релейните защити в електрически мрежи средно напрежение могат да бъдат използвани за:

- анализ и проверка на избраните настройки на релейните защити

- като интерактивен начин за повишаване качеството на обучение.

REFERENCE

[1] Andreev St. Relay protection. TU-Varna, Varna. 2005.

[2] Anderson P. M. Power system protection. IEEE Press, New York, NJ, USA: IEEE Press, 1998.

[3] Kezunovic M., Ren J., Lotfifard S. Design, Modeling and Evaluation of Protective Relays for Power Systems. Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London. 2016

[4] Idris H., Hardi S., Hasan Z., Hasan S., Nisja I., Baharudin H. Modelling and simulation of transmission line auto-reclose scheme using matlab/Simulink, International Conference on Power, Energy and Communication Systems - IPECS 2015 in Perlis, Malaysia.

[5] Mehmed-Hamza M., Vasileva M., Stanchev P. Increasing the Education Quality by Means of Computer-Aided Visualization of the Processes in Electric Power Systems. IITI 2017 Varna, Bulgaria.

[6] Vasileva M., Velikova N., Stanchev D.,''Model study of lightning protection 110/20kV substation'', ICEST 28-30 June 2016, Ohrid, Macedonia.

[7] Yordanova M., Vasileva M., Dimitrova R. and Ivanova M., "A methodology for determining the maximum touch voltage in the grounding grids considering the impulse resistance," 19th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA'2016, 2016, DOI: 10.1109/SIELA.2016.7543067

[8] Mehmed-Hamza M. and Stanchev P. "Relay protection simulation model of single-phase faults in electrical power lines high voltage," International scientific conference,17-18 November 2017, Gabrovo, pp. 121-125, ISSN 1313-230X.

[9] P. Stanchev and M. Mehmed-Hamza, "Simulation Training Models for an Automatic Transfer Switch and Relay Protection," 2020 21st International Symposium on Electrical Apparatus & Technologies (SIELA), Bourgas, Bulgaria, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/SIELA49118.2020.9167151.

REAL TIME SPEED CONTROL OF ELECTRIC MOTOR VIA MATLAB

Osman ULKIR[1]

[1] *Department of Electronics and Automation, Mus Alparslan University, Mus, 49100, Turkey*

Abstract

In this study, it is aimed to keep the electric motor speed at the desired reference value by applying constant and variable reference signals to the system input. Speed control of a permanent magnet brushed Direct Current (DC) motor was performed in real time using the PID control method. Speed control of a dc motor mechanism was performed by accessing the embedded system via Matlab & Simulink software. Data processing cards are normally required for real-time control with Matlab. Since these cards are for commercial purposes and their prices are high, an electronic card based on open code system was used in this project. The robustness of the system was tested by observing the response of the system to disturbing effects and different reference inputs using magnetic braking technique in experimental studies.

Keywords: Electric motor, speed control, PID, MATLAB.

INTRODUCTION

Direct current motors are preferred in many industrial applications due to the important advantages provided by their operating characteristics. Direct current motors are used in applications where adjustable speed and precise position control are required in fast transportation in the industry, electric trains, electric vehicles, and paper industry [1]. There are a variety of DC motors in a wide variety of sizes and prices. Prices are very cheap compared to Alternating Current (AC) motors. In addition, DC motors are compatible with very simple and stable control methods. Another advantage is its high efficiency and high starting torque for sudden load increases [2].

Many years ago, most of the Servo motors used for position control were powered by Alternating Current (AC). Due to the difficult and nonlinear characteristics of the control of AC motors, DC motors are preferred in many applications. On the other hand, brush and commutator in the DC motor make maintenance difficult and increase the cost [3]. Brushless DC motors have emerged as a result of studies carried out due to such problems. Today, brushless DC motors have begun to replace conventional DC motors.

Nowadays, DC motor speed and position control is performed and DC motor control methods also vary [4]. A few of these are traditional P, PI, PID, fuzzy logic based, nonlinear, adaptive variable structure, model reference adaptive control, artificial neural networks, feed forward computed moment control methods [5-6].

PID control method is a method used frequently in industrial applications due to its simple structure [7]. However, the need for a mathematical model despite its simple structure and its inability to give successful results in nonlinear systems can be shown as the disadvantages of this control method [8].

In this study, the speed control of the DC motor was performed with the Arduino Mega 2560 development board using the Matlab & Simulink package program. In the study, the PID control algorithm has been developed to ensure the best response of the system. The effect of the designed controller on the system behavior is observed by applying different coefficient ratios and the most suitable PID parameters are determined. Two different reference input signals were used in the system. First, constant reference value is used with Matlab & Simulink block. The speed control of the system is provided by applying variable reference signals with the

potentiometer at the other reference mark. In our real-time Simulink model, tachometer is used as feedback. The required PWM was formed after the appropriate PID controller was applied by comparing the speed information obtained from the tachometer with the reference value. Thanks to the PWM applied to motor drivers, the motor has reached the desired speed value.

In this study, the speed control of the DC motor was performed with the Arduino Mega 2560 development board using the Matlab & Simulink package program. In the study, the PID control algorithm has been developed to ensure the best response of the system. The effect of the designed controller on the system behavior is observed by applying different coefficient ratios and the most suitable PID parameters are determined. Two different reference input signals were used in the system. First, constant reference value is used with Matlab & Simulink block. The speed control of the system is provided by applying variable reference signals with the potentiometer at the other reference mark. In our real-time Simulink model, tachometer is used as feedback. The required PWM was formed after the appropriate PID controller was applied by comparing the speed information obtained from the tachometer with the reference value. Thanks to the PWM applied to motor drivers, the motor has reached the desired speed value.

ARDUINO DEVELOPMENT CARD

Arduino is an open source development board. Due to its easy programming and being cheap, Arduino appeals to large user masses every day.

In the Arduino development boards produced by Atmel company, they are programmed with their own software Wiring program, basically C based. The fact that the Arduino development board can easily communicate with frequently used software such as MATLAB and LABVIEW for control purposes enables these boards to be widely used today.

Arduino Mega 2560 can be powered by USB and an external adapter or battery. The power source is selected automatically. The card can be powered from an external source between 6-20V. If an external power source above 12V is used, the voltage regulator may overheat and damage the board. Therefore, it is recommended to use 7 to 12 Volts [9].

It is the Arduino type that uses the Arduino Mega ATmega 2560 processor that we will use in the hardware section. It has 54 digital input / output pins, 14 of which can be used as PWM outputs. It has 16 analog input pins. It has 16 MHz crystal oscillator, USB connection, ICSP header and reset button. By connecting a computer with USB, it can be programmed from the computer by serial communication and data communication can be provided. Figure 1 shows the pins and inputs / outputs of Arduino. Arduino can work in all operating systems.

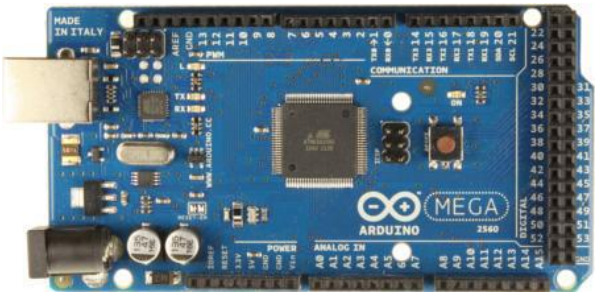


Fig. 1. *Arduino Mega development card*

PID CONTROL

PID is a widely used control method today. It is widely applied in many of the applications in the industry [10]. PID control is one of the most used applications in motor control due to its ease of use, simplicity and effective solution. The general block diagram of this control method is given in Figure 2.

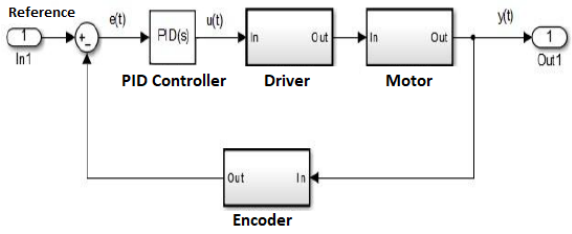


Fig. 2. *PID control block diagram*

As seen in Figure 2, the difference between the reference value determined and the current position value of the system received through the encoder is sent to the controller as error data. The controller that processes the error data generates an output, which in turn enables

PWM generation. Thanks to PWM applied to the motor with suitable drivers, the motor is moved in a logical way.

Each of the proportional, integral and derivative gains that make up the PID control affect the operation of the system in various ways. The proportional controller (Kp) is effective in reducing the rise time but never eliminates the steady state error. The integral controller (Ki) is effective in eliminating the steady state error but may make the temporary response worse. The derivative controller (Kd) is effective in increasing system stability, reducing overshoot, and improving transient response. PID controller output:

$$(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad (1)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \qquad (2)$$

Here u (t) is the control signal, e (t) is the error signal, and y (t) is the output signal. In PID control, the Kp, Kd and Ki coefficients must be determined appropriately in order for the system output to follow the desired reference value. In this method, the u (t) controller output is obtained by multiplying the error signal e (t) with the proportional term Kp, the integral term of the error signal Ki and the derivative of the error signal with the Kd derivative term.

The reference speed information received from the potentiometer is transferred to the Matlab & Simulink environment via the Arduino board and the required PID control is applied, allowing the system output to reach the desired reference value. Figure 3 shows our model developed in Simulink environment. In our model, our reference sign received from Arduino and the application of the PWM signal required for speed control can be seen.

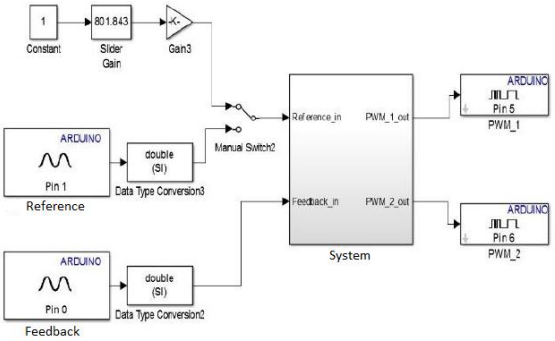


Fig. 3. *Simulink model of system*

In this study, by trial and error method, PID parameters Kp, Ki, Kd were determined as 9, 0.8 and 0.01, respectively. It has been observed that with these values, the system output performs better in reaching the desired reference value.

EXPERIMENTAL SETUP AND RESULTS

Real-time speed control of the dc motor will be done with the experimental setup designed to be used in the laboratories of universities. According to the speed information to be entered by the user, the speed control required for the speed of the dc motor to reach the desired value was carried out with PID control. The reference input signal to the system is realized by two methods. The first is a fixed reference mark with Simulink blocks, and the other is a variable reference signal using a potentiometer.

Magnetic braking method was used to see the effect of the system against disruptive effects and its effect on the system response was observed. PID coefficients were experimentally selected as Kp = 9, Ki = 0.8, Kd = 0.01; system response is provided to be the best.

System responses are obtained for different reference input values below. The results obtained from the system with experimental setup are given in this section. The movement of the system response was observed by applying different reference entries. First of all, as the input value, the motor was asked to rotate at 1300 rpm, then the speed of the engine was requested to increase to 2300 rpm. These input signals have been applied to the system in real time using a potentiometer. The response of the system to these input signals is given in Figure 4.

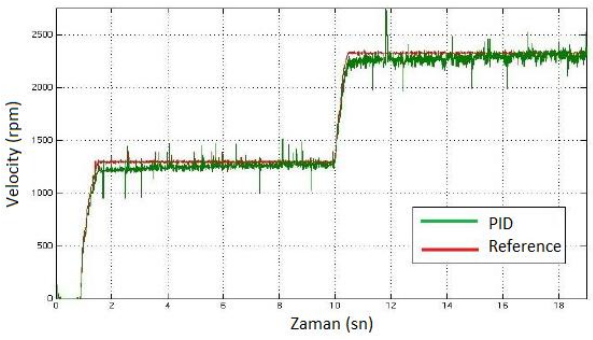


Fig. 4. *Variable reference signal and system response*

In Figure 5, a fixed reference signal is applied to the system over Matlab. As the input value, the motor was asked to rotate at 2000 rpm. The response of the system to this input signal is given in Figure 5.

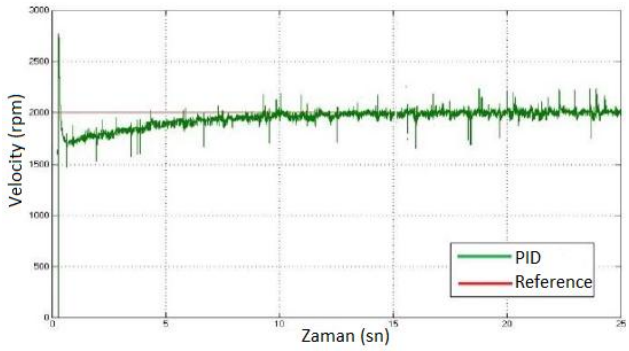


Fig. 5. *Stable reference signal and system response*

In Figure 6, magnetic braking effect on the system is observed. The motor was asked to rotate at 1000 rpm as a reference signal and magnetic braking was applied to the system for 15 seconds. With this magnetic braking effect applied, the motor slowed down and caught the reference signal again.

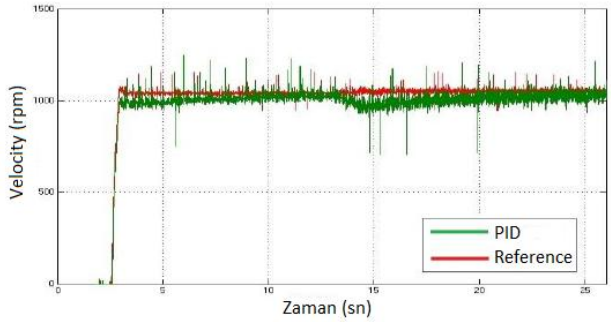


Fig. 6. *System response with constant reference signal and magnetic braking*

CONCLUSION

In this study, the speed control of a Direct Current (DC) motor is realized in real time using the PID control method. For real-time control of the model developed with the help of Matlab & Simulink in computer environment, an Arduino Mega 2560 development card was used to exchange data on the system with the computer. In the PID control method, better control is achieved by manipulating the coefficients. Due to the high cost of data processing cards, Arduino board was used. In addition, Arduino board communicates with USB, providing fast data transfer and easy programming.

As is known, production technologies have now become based on automation systems. In this study, the PID control of the DC motor, which is one of the electric motors that forms the basis of all automation systems, was provided in real time.

REFERENCE

[1] Chan, C.C., "Low Cost Electronic-Controlled Variable Speed Reluctance Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 95-100, 1987.

[2] Siemens Training Education Program, STEP 2000 Series, "Basics of DC drives and related products".

[3] J.B. Lee, J.H. Choi, J.K. Chung ve J.H. Lim, "Design and implementation of integrated drive circuit for a small BLDC motor," Sixth International Conference on Electrical Machinesand Systems, Cilt: 2, s:491-494, 2003.

[4] A.M. Sharaf ve C. Johnson, "A novel adaptive rule based speed controller for PMDC motor drives," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '95, s:272-278, 1995.

[5] S.Saneifard, N.R. Prasad, H.A. Smolleck ve J.J. Wakileh, "Fuzzy-logic-based speed control of a shunt DC Motor," IEEE Transactions on Education, Cilt: 41, No: 2, s:159- 164, 1998.

[6] N. Barakat ve R. Rajagopalan, "Speed control of a DC motor using a feed forward computer torque control scheme," IEEE International Symposium on Intelligent Control, s:432-437, 1996.

[7] H.P.Huang. , "On line adaptive tuning for PID controllers" , IEEE Control Theory and Applications, vol. 149, pp. 60-67, January 2002.

[8] C.C. Lee, "Fuzzy Logic in control systems: fuzzy logic controller: 2", IEEE Transactions on Systems, vol. 20, pp. 419- 435, April 1990.

[9] Badamasi, Y. A. (2014, September). The working principle of an Arduino. In 2014 11th international conference on electronics, computer and computation (ICECCO) (pp. 1-4). IEEE.

[10] Tang, K. S., Man, K. F., Chen, G., & Kwong, S. (2001). An optimal fuzzy PID controller. IEEE transactions on industrial electronics, 48(4), 757-765.

[11]

СОФТУЕРНА СИМУЛАЦИЯ НА НАЛИЧИЕТО НА МЕХАНИЧЕН ДЕБАЛАНС В ЕЛЕКТРООБЗАВЕЖДАНЕ С АСИНХРОННИ ЕЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ

Юлиян Йорданов
Технически университет-Варна, кат. „Електроснабдяване и електрообзавеждане”

SOFTWARE SIMULATION OF THE PRESENCE OF MECHANICAL UNBALANCE IN ELECTRICAL EQUIPMENT WITH ASYNCHRONOUS MOTORS

Yuliyan Yordanov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

Abstract
The objectives of the study are modeling, simulation and analysis of the impact of mechanical unbalance in industrial units with asynchronous motors. The report examines the possibilities for identifying this fault in the stator current spectrum using the capabilities of the MATHLAB software environment. In this simulation, the effects of a load whose moment of inertia instantaneously varies depending on the angle of rotation are demonstrated.

Keywords: maintenance of electric motors, diagnosis of induction motors, MCSA.

ВЪВЕДЕНИЕ

Софтуерният пакет MATLAB, чрез своята програма за симулация на динамични системи SIMULINK, създава възможности за ефективно моделиране и симулиране на сложни процеси. В настоящия доклад е представена софтуерна симулация на наличието на дебаланс и диагностицирането му в електрообзавеждане с асинхронни двигатели, чрез спектрален анализ на статорния ток (MCSA).

ИЗЛОЖЕНИЕ

Изследването на електродвигатели с различни номинални данни, значително се улеснява при наличието на достоверен модел за симулация на дефекти във всички работни режими. Разработването на различни сценарии за конкретни машини спомага за правилното диагностициране на реалният обект. Спектралния анализ на статорния ток (MCSA) е добре познат и доказан в практиката метод за диагностика на асинхронни електодвигатели (АД). В множество изследвания авторите в [1], [3], [5], [6] са предложили основните способи за откриване признаците на дебаланс чрез MCSA. Представения модел използва една от формулировките дадени в стандарт за ISO 20958 [3] за установяване на дебаланс и други механични дефекти водещи до промяна във въздушната междина на АД. Честотните компоненти, които определят наличието на дебаланс [3] могат да бъдат изчислени чрез Формула 1.

$$f_{e1,2} = f_1 \pm m \cdot f_r \text{ [Hz]} \qquad (1)$$

където: f1 – честота на захранващата мрежа [Hz]; fr – честота на въртене на ротора [Hz]; m – 1, 3, 5…; fe – честотни компоненти, дължащи се на промените във въздушната междина.

Причината за използването на този подход е възможността в тесен честотен диапазон да се установи с голяма точност изме-

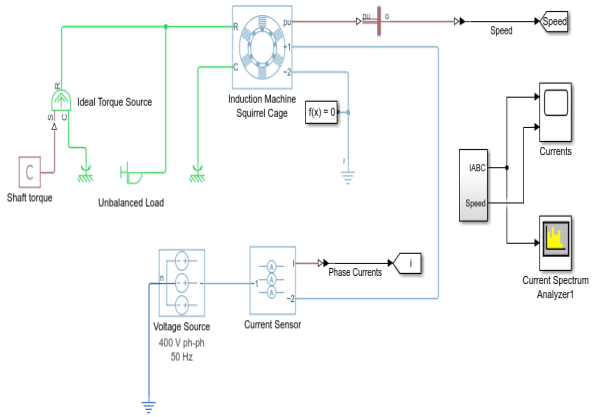
неието в състоянието на АД или целия агрегат.

СИМУЛАЦИОНЕН МОДЕЛ

Блокова схема на симулационния модел за диагностициране на дебаланс в АД, чрез MCSA използвайки софтуерния пакет MATLAB SIMULINK [7], [8], [9] е представена на фиг.1.

Основни възли в дадения модел са;

- Трифазна захранваща система с възможност за промяна на параметрите, както на захранващото напрежение и честотата, така и на захранващите линии;
- Измервателни токови датчици;
- Тахометър за измерване на скоростa и съответно изчисляване на хлъзгането на АД;
- Модел на асинхронен двигател с кафезен ротор;
- Блок симулиращ натоварването на вала на електродвигателя с идеално балансиран и постоянен във времето товар с възможност за промяна в целия работен диапазон;
- Имитанционен модел на внесения дебаланс, позволяващ промяна на масата предизвикваща дебаланс, както и нейното разположение в радиално направление.



Фиг. 1.*Блокова схема на симулационен модел*

ИЗСЛЕДВАНЕ НА АД С ДЕБАЛАНС

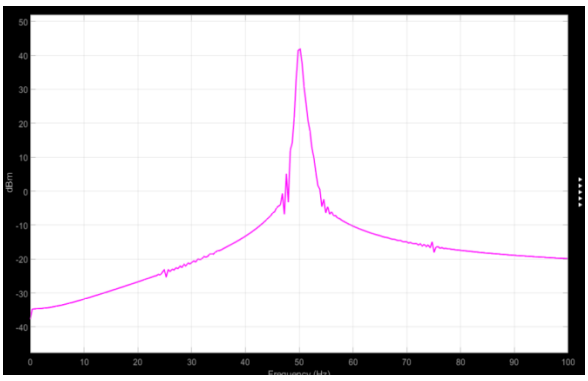
В модела са зададени параметрите на асинхронен двигател с кафезен ротор свързване в звезда с номинална мощност Pn=2,2 [kW]; номинално напрежение Un=400 [V]; брой полюси = 2p. Таблица 1 представя изчислените съгласно формула 1 теоретични честотни компоненти харак-терни при наличието на дебаланс. Зададено е хлъзгане s=0.016.

Таблица 1 *Характерни честоти при празен ход*

f1 [Hz]	режим	n [rpm]	fr [Hz]	fe1, m=1 [Hz]	fe2 m=1 [Hz]
50	Празен ход	1475	24.6	74.6	25.4

Голямото предимство при изследването на модела е възможността да бъдат получени резултати с различни добавъчни маси поставени на определени места без това да уврежда реалната машина. Избягват се многократните пускове, допълнителни смущения, монтаж и демонтаж на детайли съпроводени със съответните грешки и вероятни повреди. Разглеждането на повече сценарии помага по-добре да се анализират дефекти при реални измервания. Друга цел на изследването е да покаже, че наличието на дебаланс може да бъде установено, чрез MCSA при различни натоварвания. В отличие от други дефекти, този може да бъде регистриран и в режим на празен ход. Спектъра на статорния ток на фигура 2 е симулация без натоварване и без добавена допълнителна тежест на ротора. Минималните пикове, които се наблюдават се дължат остатъчен дебаланс.

В симулацията от фиг. 2 умишлено е заложен остатъчен дебаланс от 2 грама на радиус 50 [мм], който съществува и при реалните машини, и може да бъде определен от препоръките на стандарт ISO 21940 [4].

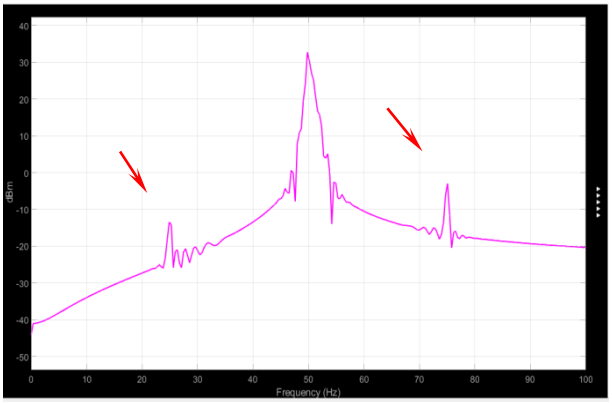


Фиг. 2. *Спектър на статорния ток на АД без допълнителен дебаланс на празен ход*

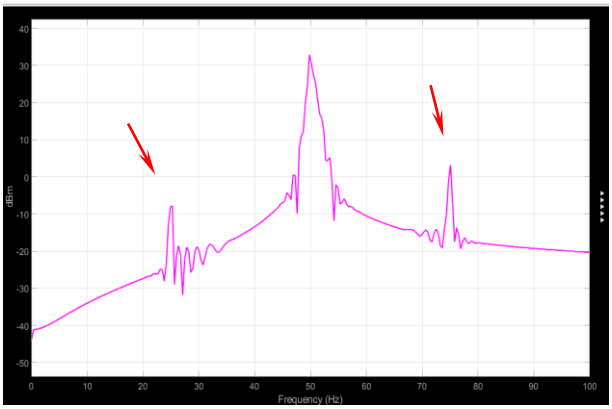
Съществуват няколко класа на точност за балансиране различните машини и приложения определени в стандарта, които нормират допустимия остатъчен дебаланс, но те не са обект на това проучване.

Резултатите представени на фигура 3 съществено се раличават с предходните при еднакви параметри на товара и на захранването на АД. Внесения дебаланс е минимален 10 грама на радиус 50 [мм], но е достатъчен в спектъра отчетливо да се открояват характерните за този дефект честотни компоненти, раположени от двете страни на честотата на захранването f=50 [Hz]. На фиг.4 специфичните честоти са се увеличили спрямо опита с 10 гр. средно с около 5 dB, след като е добавена тежест от 20 гр. на същата позиция при равни други условия.

Втория етап от проведените изследвания се състои в симулация при същите добавени тежести и място на поставянето им, но при наличие на товар на АД. При увеличаване на натоварване, както и на хлъзгането s=0.026 s са изчислени следните стойности за специфичните честоти (табл.2).



Фиг. 3. *Спектър на статорния ток на АД с добавена тежест от 10 грама на празен ход.*

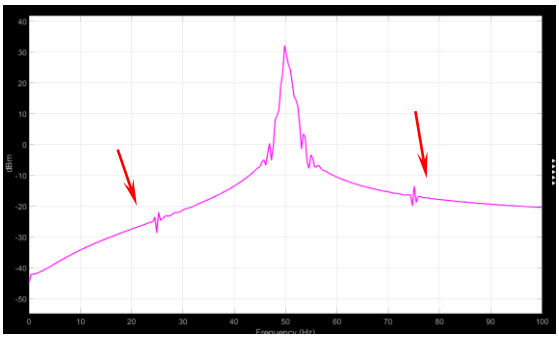


Фиг. 4. *Спектър на статорния ток на АД с добавена тежест от 20 грама на празен ход.*

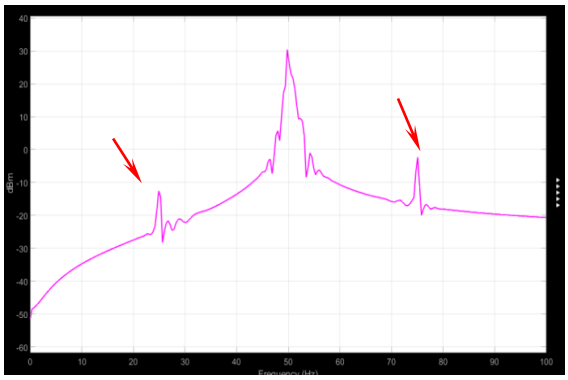
Таблица 2 *Характерни честоти под товар*

f1 [Hz]	режим	n [rpm]	Fr [Hz]	fe1, m=1 [Hz]	fe2 m=1 [Hz]
50	Под товар	1460	24.3	74.3	25.6

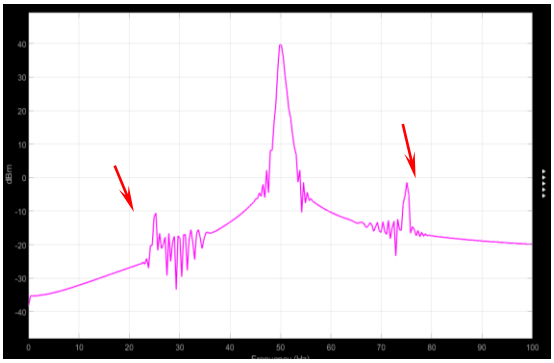
Очевидно е, че в различните режими на работа спектрите на фиг. 5, фиг. 6 и фиг. 7 са идентични относно признаците на дебаланс. Наличието на идеален товар и идеални други условия, като захранваща система, захранващи линии, и измервателна система са естествената причината в спектъра да няма много други смущения.



Фиг. 5. *Спектър на статорния ток на АД без добавена тежест под товар*



Фиг. 6 . *Спектър на статорния ток на АД с добавена допълнителна тежест 10 гр. под товар.*



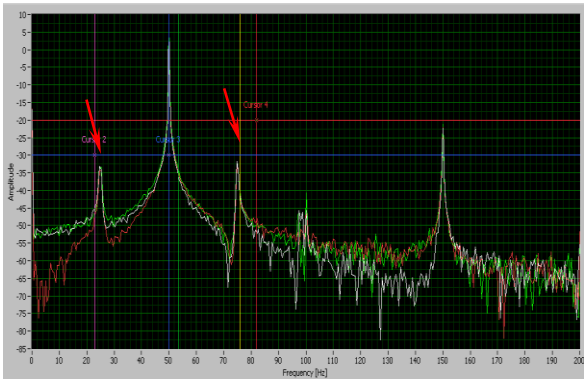
Фиг. 7. *Спектър на статорния ток на АД с добавена допълнителна тежест 20 гр. под товар.*

Въпреки това на фигури 3,4,6 и 7 се забелязват интересни промени около изчислените честоти.

С цел да има обективна база за сравнение на фигура 8 е показан спектър на реален бездефектен АД с идентични номинални данни с този, който е използван в симулационния модел. Изследвания електродвигател е изпитан на специализиран стенд в различни режими и с различни пробни тежести. Конкретния спектър е на празен ход с добавена тежест от 30 гр. на радиус 70 [мм], прикрепена за ремъчната шайба, която е монтирана на вала на АД и е предварително балансирана. Добре видими са характерените спектралните компоненти около f=25 [Hz] и f=75 [Hz] разположени симетрично около честотата на захранване f= 50 [Hz]. Видимо е влиянието на захранващата мрежа и несъвършенства в други звена на стенда и конструкцията на АД. В таблица 3 са дадени за сравнение изчислените честоти от проведеното реално изследване.

Таблица 3 *Характерни честоти*

f1 [Hz]	режим	fr [Hz]	fe1 m=1 [Hz]	fe2 m=1 [Hz]
50	Празен ход	24.97	74.9	25.3



Фиг. 8. *Реален спектър на статорния ток на АД на празен ход с добавена допълнителна тежест 30 гр.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Използването на симулационния модел може да бъде полезно в диагностицирането на електрообзавеждане без наличието на предходни измервания. Моделът може да получи приложение в практиката за сравнителен анализ при диагностика с MCSA на слабо познати и неизследвани агрегати. Модулът имитиращ дебалнс позволява въвеждането на дебаланс на различни радиуси и ъгли. Използвайки тези възможности могат да бъдат направени достоверни симулации на наличието на дебаланс на осеви вентилатори, работни колела на помпи и съединители закрепени на вала на АД и в режим на празен ход.

Интерес за бъдещи проувания представлява съвместното използване на симулационния модел с реално снети данни. На база снетото изменение на пиковете от реално работеща машина е възможно обратното определяне на големината на действащата сила предизвикваща дебаланс и нейният характер. По този начин е възможно да се получи количествена оценка между качествен показател (хармоничен състав) във формата на тока и степен на амортизация на съоръжението и определяне на необходимостта и спешността от извършване да ремонт.

REFERENCES

[1] Barkov, A., N. Barkova, A. Borisov, V. Fedoristev, D. Gristenko, Methods for diagnostics of mechanisms with electric drive by consumed current-RU, ISBN 978-5-91498-028-2012.

[2] Howard W. Penrose Practical Motor Current Signature Practical Motor Current SignatureAnalysis, ALL-TEST Pro

[3] ISO 20958:2013- Condition monitoring and diagnostics of machine systems — Electrical signature analysis of three-phase induction motors.

[4] ISO 21940-31: 2013, Mechanical vibration - rotor balancing - part 31: susceptibility and sensitivity of machines to unbalance

[5] Thomson W., Fenger M., Lloyd B., Development of a tool to detect faults in induction motors via current signature analysis, 2003 IEEE-IAS/PCA Cement Industry Conference, Dallas, TX, 2003-05-04/09.

[6] Thomson W.,I Culbert, Current Signature Analysis for Condition Monitoring of Cage Induction Motors - Industrial Application and Case Histories IEEE, 2017, ISBN: 978-1-119-02959-5

[7] https://www.mathworks.com/help/physmod/sdl/ref/unbalancedload.html

[8] https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/inductionmachinesquirrelcage.html?s_tid=srchtitle

[9] https://www.mathworks.com/help/dsp/ref/spectrumanalyzer.html?s_tid=srchtitle

MODE CONTROL OF LIGHTING SYSTEM BASED ON THE SMART-LIGHT CONCEPT

Hovorov Pylyp, Kindinova Anastasiia, Hovorova Kateryna, Dyumin Eduard, Abdelrahim Omer
O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv

Abstract

Modern urban lighting systems are complex teretorially distributed systems, which in turn are part of higher-level systems - electric power systems or their various subsystem levels. They have common elements with them (supply and distribution networks of high and medium voltage), as well as power supplies and means of regulation and control. This makes it necessary to apply methods and technical means of control in urban lighting systems, adapted to the modes of urban electric networks, and basically oriented towards structural and parametric integration into control systems of urban electric networks. To control the modes of electrical networks, so far, methods and technical means based on discrete, mainly manual control are used. However, more and more nowadays, man-machine automated systems are used, which, when controlling, take into account, in addition to technical parameters of networks, the parameters of the human body and the environment.

Keywords: lighting system, smart-light, smart-grid, mode control.

INTRODUCTION

Modern city lighting systems are complex geographically distributed systems, which in turn are part of higher-level systems - electric power systems or their various subsystem levels. They have common elements with them (supply and distribution networks of high and medium voltage), as well as power supplies and means of regulation and control. This makes the processes in them interdependent, and the parameters interdependent. This applies to the influence of lighting systems on the formation of the maximum power consumption of cities on a daily interval, which is due to the massive switching on of lighting electrical appliances in the evening, pollution of urban power grids with higher harmonics and a decrease in the power factor of the networks, due to the nonlinearity of the characteristics of light sources and the discreteness of the driver parameters, etc. On the other hand, the electrical networks of power systems themselves affect the parameters and networks of lighting systems. This concerns the influence of network voltage modes on the parameters and modes of lighting electrical receivers, the state of the environment, the social and environmental consequences of such a state. This requires the use of methods and technical means of control in urban lighting systems, adapted to the parameters and modes of urban electrical networks, and basically focused on structural and parametric integration into control systems for electrical networks of power systems. At its core, the management of the modes of urban electrical networks, while mainly methods and technical means based on discrete, mainly manual control are used. However, more and more nowadays, man-machine automated systems are used, which, when controlling, take into account, in addition to the technical parameters of networks, the parameters of the human body and the environment.

EXPOSITION

As a basis for building such systems, we can consider multi-level hierarchical distributed structures, the effectiveness of which has been confirmed by practice. In such structures, the functions of higher coordination

and organizational management, in general, are performed by the upper level of the hierarchy. In the systems of electricity consumption and lighting of cities, this is an operational information and control complex, which is part of the automated control system of an energy association.

A feature of city lighting systems is their significant impact on the socio-economic conditions of people living. City lighting systems are focused mainly on creating a comfortable light environment in the places where the population lives. Therefore, to control their modes, it is necessary to apply new principles, criteria and control parameters. In addition, the large territorial distribution of power supply and lighting systems in cities, in combination with a large number of modes of operation, make it necessary to use distributed flow control systems. As an element of power supply and lighting systems of cities, together with other consumers connected to the power center of the CPU, form it and the resulting load graph of the GN, as well as the laws of voltage regulation and reactive power compensation. Therefore, optimization of operating modes of city lighting systems requires coordinated management of network modes using a combination of local and global criteria. At the same time, on the basis of local criteria, optimal conditions for the operation of individual local objects are provided, and through global ones - the conditions for the operation of the system as a whole. In this case, in the event of a conflict situation, priority is given to the global criterion.

The foregoing requires the use of a unified management system built on a hierarchical principle. In general, the presence of these features necessitates the use of a systemic control of the modes of lighting systems in cities of multilevel multicriteria control systems built on a multi-circuit hierarchical principle. Decision-making processes in such systems have a wide range - from very short management actions to planning processes for a long period. For these reasons, in the systems under consideration, there are differences in the duration of cycles, criteria and control parameters at different territorial and hourly levels. This makes it problematic to control the modes of city lighting systems within the existing concept. For this reason, the modern theory and practice of managing complex systems modes is increasingly inclined towards empirical and suboptimal solutions with the distribution of the problem into separate tasks and the subsequent application of special procedures, their integration and coordination. Therefore, the fundamental concept for solving the complex problem of managing the modes of city lighting systems is the use of a multilayer structure distributed in time and space, taking into account the factors of social and environmental adequacy.

An analysis of the functional tasks of urban power supply systems indicates the possibility of integrating urban lighting systems into such systems. However, as evidenced by the results of the analysis, a simple transfer of the ideology of building control systems at higher levels to systems of a lower level here cannot be applied from the operational, technological and socio-ecological features of urban lighting systems. The main problems of controlling the regimes of the city lighting systems can be summarized as follows:

- control of network modes requires the transmission of a significant amount of information to a large number of objects with minimal delays (circular control mode), which causes an increase in the cost of the system;

- the presence of information flows of various sizes, intensity and priorities makes it difficult to apply a well-developed classical ideology.

The problems of controlling the modes of city lighting systems include the additional lack of a sufficient number of control channels. As a rule, this is a small number of telephone communication channels with especially important objects of power supply systems of cities: individual RP, TP or IP, focused on performing simple functions of discrete control. In some cases, VHF or GSM communication is used in a limited frequency range. It should also be noted that there are no continuous control systems for 0.4-10 kV facilities. At the same time, these objects have a predominant impact on the technical and economic indicators of the entire system of electricity consumption and lighting in cities.

The conducted studies have shown that in urban conditions the most acceptable environment for systems of the upper levels (110 kV networks and above) are telephone lines GSM and VHF channels, and for the lower ones - power lines and GSM channels. This largely determines the hierarchical structure of urban lighting control systems, which to a certain extent repeats the structure of urban networks. In this case, the radial-node structure of control systems is used as a typical technology for the technology that uses telephone lines as a medium for transmitting information. In this case, power station are located in the nodes of lighting loads, at the TP, RP or ASU of consumers. And the characteristics of the network are largely determined by the ability of the information facilities of the dispatching points to control the flows of information. [1,2,5]

The tree structure of EM control systems is typical for control systems that use a radio environment. high-speed channels are usually used to transmit information (usually radio relay). In this case, the main control points can act as repeaters or information storage devices. The intermediate points in these conditions can act as data concentrators. The location of the main and intermediate points, as well as the allocation of independent parts of control systems, are determined by the topology of distribution networks and the organization of control channels.

A mixed configuration of a network control system is typical for control systems that combine a VHF environment, an environment of telephone communication lines and power lines of PM 0.4-10 kV. Moreover, each point in the network can be either a switch or a data concentrator. An essential condition for the operation of such a network is the availability of a highly efficient algorithm required for high-speed switching and signal distribution.

The presence of restrictions in terms of the number of communication channels and their bandwidth necessitates a combination of organic channels organized in all three environments, and makes it expedient to use a mixed structure of control systems. (Fig. 1) In these conditions, the main problem that arises in the management of urban lighting systems is the reduction in the volume of transmitted information. One of the ways to solve it is to reduce the redundancy of information, which can be carried out in the following main directions:

- increasing the intelligence of local control systems by providing them with a part of the functions that control, and reducing information communication with higher and adjacent systems;
- "compression" of information by its previous probable processing;
- improvement of structural and algorithmic solutions;
- coordination of the use of local network resources;
- ensuring the possibility of integrating the control system into the existing automated control system of energy associations.

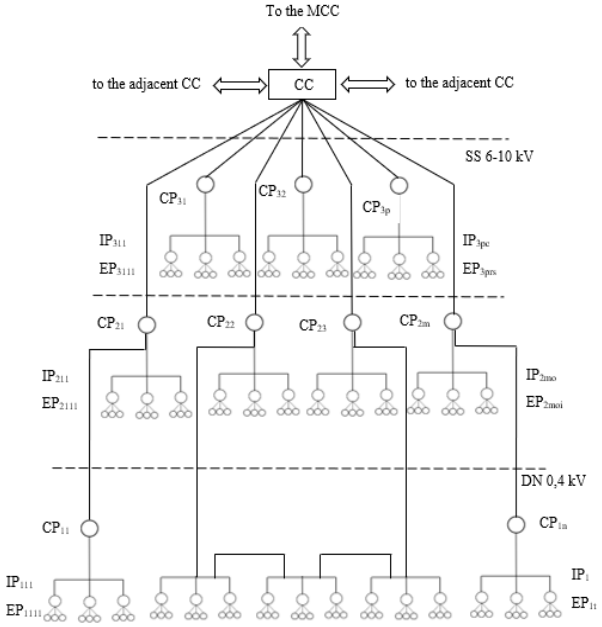


Fig. 1. *Topology of the lighting control system*

The use of the considered basic approaches in combination with the standardization of the elements of the control system allows the use of a hierarchical integrated principle of building a control system for city lighting systems, which provides the possibility of unifying elements and modifying its software. At the same time, the use of microprocessor and computer technology allows automating not only technological processes, but also the processes of processing and storing information.

To build such systems, it is necessary to solve three main tasks:

- the choice of a rational structure of a flexible system that ensures the performance of the necessary functions with specified quality indicators;

- selection of the structure of the control system, which ensures the optimization of the number of connections and the number of control points;

- development of an algorithm for the functioning of the control system, which ensures the achievement of the specified numerical characteristics.

The concept under consideration, the construction of a control system for the modes of city lighting systems, is based on a hierarchical multi-level aggregation structure. At the lower levels, the control system is represented by a certain number of local systems, which are characterized by relative independence of functioning, adapted for use in load nodes of networks. For them, the most effective is the stabilization of the parameters of the technological process. The structure of such control systems is distributed in nature (Fig. 2). Its active elements, which correct the mode parameters, are as close as possible to the control objects. Ideally, active elements are installed directly at the load nodes of the networks.

In this work, the construction of the control system is carried out on the assumption that its main goal is to implement the "control" task, which determines the belonging of the control system to the system S, represented by the pair X, Y, provided that Y is a solution to the optimization problem carried out for a specific combination control parameters. In this case, the solution to the problem is represented as a set of X and Y:

$$S \subseteq X \times Y \ldots \quad (1)$$

Given the purposeful functional nature of the system, we can talk about the network management system as a reflection of equation 2. Where X and Y are the reflected huge number of inputs and outputs.

$$S : X \to Y, \quad (2)$$

where X and Y are the reflected huge number of x∈ X inputs and y∈ Y outputs.

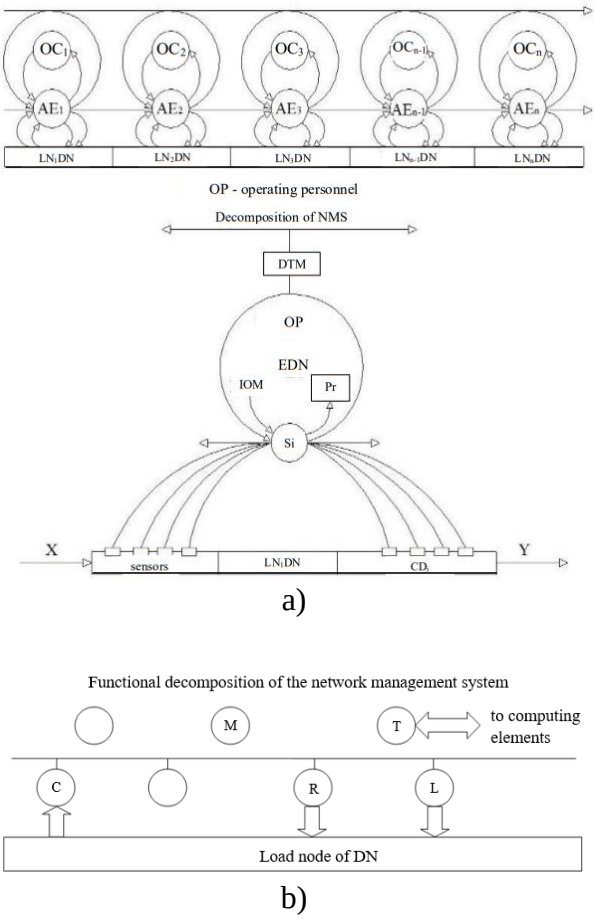


Fig. 2. *Decomposition of the network management system: a) structural; b) functional;C - collection and processing of information; R - regulation; L - logical control; M - manual input and display of information; T - transmission of information; Pr- processor; IOM - input-output module; OC - object controller; DTM - data transmission multiplexer*

Taking into account the internal state of the system, formed by the history of the functioning of the system, the input signals of the control system participate in the formation of the output signals. The latter is due to the presence of information in the elements that are memorized. As a result, the control system can be considered as a display of the Cartesian transformation of input signals X and a set of internal states Z, a set of output signals Y:

$$S : X \times Z \to Y \ldots \quad (3)$$

In the considered control system, a number of sequential decision-making levels are distinguished, at each of which information is processed, which comes from the elements of the lower level. Their goal is to develop coordinating actions for the elements of this level. The point of allocation of decision-

making levels is made in accordance with the vertical decomposition of the control system. Based on the results of modeling the modes and in accordance with [3,4], the following control levels have been identified in the power supply and lighting systems of cities: lighting control point, TP, RP, SS 35-110 kV and the city lighting system as a whole. Each of them has its own duration, criteria and control parameters. Allocation of functional tasks, the solution of which is not related to other tasks of this level, the horizontal decomposition of the control system is responsible. The horizontal decomposition of the lower levels of the control system corresponds to the allocation of local control systems, which can be controlled in an autonomous mode. The number of local control systems is determined by the structure of networks, technical content and territorial location of its elements. The functioning of local systems is determined by the control algorithm, which characterizes the sequence of operations and the transformation of an input signal into an output signal. At the same time, information transformation operations can be considered as algorithmic functions, which are a kind of modules from which a control algorithm can be added. First of all, this applies to standard elements that perform certain algorithmic functions. The signs of the typification of the control system of its elements can be their orientation, information power, target orientation, and so on. In the work, for the typification of control systems and its elements, an objectively oriented feature was adopted, which provides the possibility of statistical analysis and forecasting of the development of the RM control system, the management of individual objects, as well as the most accurate state of the list of necessary algorithmic functions, to assess the composition of the control system parameters, to formulate the basic requirements for technical means. Under these conditions, the concept of a typical control system is reduced to a typical functional structure of a control system, which can be represented by the display:

$$F : X \times \bar{f} \rightarrow Y , \qquad (4)$$

where F is a set of algorithmic functions.

The general regularities of the functioning of control systems considered determine the basic requirements for the algorithms for the functioning of local control systems. Further detailing of the operation algorithm of the control system can be performed using their contour decomposition, which is based on the presence in the local control system of several nodes for collecting and processing information, connected in a certain way by active elements. At the same time, decision-making in the developed control system is based on a multilayer principle, according to which a complex control problem is divided into a family of sequentially connected more substantive problems. In decision making, each previous layer forms the basis for decision making in the next layer. Solving a problem, in general, is a consistent solution to its constituent problems. This corresponds to the time distribution of the operation for controlling the parameters of the network mode. At the same time, the information nodes, carrying out a cyclical exchange of information between the load nodes and the active elements, in each cycle use additional information that is obtained over longer time intervals. As such, signals from active elements, various kinds of static data, and so on are used.

Analysis of typical structures of a control system using its contour decomposition allows us to identify a subset of algorithmic functions, the use of which ensures the solution of problems of control of technological processes of transmission and conversion of electricity in urban lighting systems. Such as:

- regulation: collection, processing of data, formation and issuance of commands that control, in order to stabilize individual parameters of the technological process or change them according to a given law;

- information transfer: data preparation and implementation of exchange protocols with adjacent and higher-level systems;

-logical control: control of discrete and continuous executive bodies according to a given or reconfigurable program, depending on the state of the technological process;

- display of technological information:

indication, data logging, manual input of instructions, commands and data.

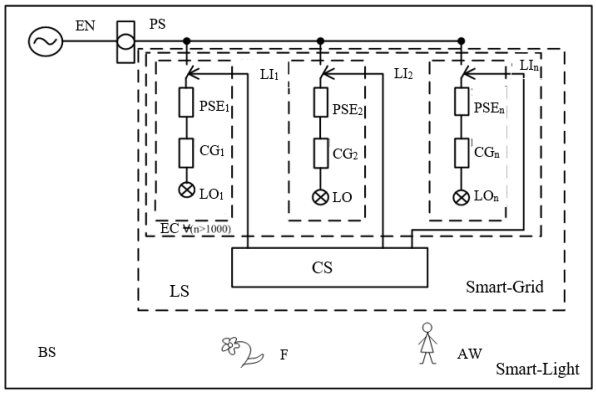


Fig. 3. *Biotechnical lighting system.*

** EN - electrical network, PS - power source, PSE - protective and switching equipment, control gear ~ starting and control equipment, LO - light sources, LI - lighting installations, EC - electrical complex, CS - control system. LS - lighting system, F - flora, AW - animal world, BS - biotechnical system.*

CONCLUSION

Thus, the proposed concept of controlling the modes of lighting systems allows us to take into account their features associated with taking into account the color-light effect of lighting on the animal and plant world, as well as adjacent systems of a higher level - electric power systems and networks. In such conditions, the presence of the noted features makes it necessary to separate the lighting systems of cities into an independent Smart-Light system of a higher level, combining the Smart-Grid system and the city's life support system as a whole. The structure of such a system is shown in Figure 3. It includes an energy system, a power supply system, representing a set of lighting installations with a control system, built on the basis of the Smart-Grid concept, as well as an electric lighting system as an integral part of the city's life support system.

The application of the considered basic provisions allows us to return to the main goal of creating technical systems - to meet the human demand for a comfortable living environment as a means of human life support.

REFERENCE

[1] Govorov FP Dynamic lighting system based on LED light / FP Govorov, OV Korol, NI Nosan, TI Romanova // SvitloLux. - 2011. -№6. - Pp. 46-50.

[2] Nazarov VV The concept of Smart Grid and real energy / Energy and electrification, 2013. - № 6. - Pp. 12—15.

[3] Shidlovsky AK Improving energy quality in electrical networks / AK Shidlovsky, VG Kuznetsov. - K.: Scientific Opinion, 1985. - 268 p.

[4] Govorov F.P. On the issue of optimization of voltage regulation in urban electrical networks / Promyshlennaya energetika, 1997. -Pp. 21-25

[5] G.V. Burdenko, A.I. Malyschev Design automation of power supply systems / V.N. Vinoslavsky, V.I. Taradai, W.W. Butz, D. Heinze - K. Vishcha shkola, 1982. - 208 p.

ВЛИЯНИЕ НА ВРЕМЕТО НА ИЗПИЧАНЕ ВЪРХУ ДИЕЛЕКТРИЧНИТЕ СВОЙСТВА НА ЛЕГИРАН С КАЛАЕН ДИОКСИД БАРИЕВ ТИТАНАТ

Ивайло Лазаров
Технически университет - Габрово

EFFECT OF CALCINATION TIME ON THE DIELECTRIC PROPERTIES OF DOPED WITH TIN DIOXIDE BARIUM TITANATE

Ivaylo Lazarov
Technical University of Gabrovo

Abstract

The paper deals with study the effect of calcination time on the dielectric properties of doped with 0.05 mol% tin dioxide barium titanate. The samples have been calcinated at 1250°C for time 5 and 8 hours. The temperature dependencies of the dielectric permittivity and tangent of the dielectric losses at different frequencies have been obtained. The higher values of the dielectric permittivity and tangent of the dielectric losses have been obtained for samples calcined for eight hours.

Keywords: Barium titanate; Calcination time; Dielectric properties.

ВЪВЕДЕНИЕ

Бариевият титанат ($BaTiO_3$) е сегнетоелектрик с перовскитна структура и отлични диелектрични свойства, намиращ приложение за изработване на кондензатори, многослойни кондензатори (MLCC) и елементи за съхраняване на електрическа енергия. Модифицирането на диелектричните му свойства може да се осъществява чрез добавянето на различни легиращи добавки при което се заместват йони в различни места на кристалната решетка [1]. През последните години все по-голям интерес предизвиква легирането на бариевия титанат ($BaTiO_3$) с калай (Sn). [2, 3, 4]

С увеличаване броя на калаените йони, заместващи титановите се измества максимумът в температурната зависимост на относителната диелектрична проницаемост (ε_r) към по-ниски температури [5].

Друг начин за управление на диелектричните свойства на бариевия титанат е чрез промяна параметрите на технологичния режим при получаване.

Такъв параметър е продължителността на изпичане (синтез). С изменение на продължителността на синтез (спичане) се променят размерите на зърната на изследваната керамика, а от там и диелектричните й свойства [6, 7]. В работа [8] е установено, че с увеличаване продължителността на синтез нарастват стойностите за относителната диелектрична проницаемост (ε_r) при стайна температура, увеличават се размерите на зърната на изследваната керамика, но диелектричните загуби нарастват.

Цел на настоящата работа е да се изследва влиянието на продължителността на спичане върху диелектричните свойства на легиран с 0.05 mol% калаен диоксид SnO_2 синтезиран бариев титанат.

МАТЕРИАЛИ И МЕТОДИ

Изследваните материали са получени по стандартна керамична технология. Изходните компоненти са 0.95 mol% готов синте-

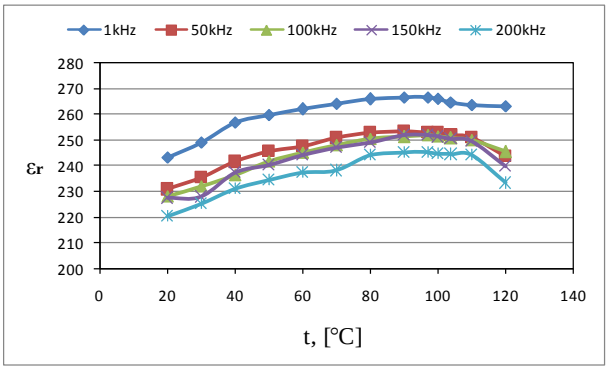
зиран бариев титанат с чистота 99,9% и 0.05 mol% калаен диоксид (SnO_2) с чистота 99.8%. Предимството при използване на готов синтезиран бариев титанат е, че се избягва двойната температурна обработка и повторение на технологичния цикъл при на керамичната технология. При първата температурна обработка се синтезира бариевият титанат с твърдофазни реакции между бариев карбонат $BaCO_3$ и титанов диоксид TiO_2, а при следващата втора обработка се осъществява спичане на керамиката. По време на спичането се повишава плътността на керамиката, намаляват броят и обемът на порите, пространствено се преразпределят фазите, намаляват се и се изравняват остатъчните напрежения след пресоване.

След подготовка и притегляне на изходните компоненти се извършва тяхното хомогенизиране и смилане в планетарна мелница “Pulvilizete 5” в среда от дейонизирана вода с продължителност 4 часа. Използваните гърнета и мелещи тела (сфери с диаметър 6 и 10 mm) са алундови. След изсушаване на получените състави е прибавен 5% разтвор на поливинилов алкохол. Понататък се извършва гранулиране и пресоване на получените прахове под формата на дискове след достигане на необходимата влажност. Получените образци се спичат във въздушна среда върху алундова подложка, покрита с прах от титанов диоксид TiO_2 при температура 1250°C с продължителност 5 и 8 h.

За осъществяване на електрически контакт е използвана сребърна паста, която се спича при температура 900°C с продължителност 1h. Измерванията на диелектричните свойства са осъщесвени чрез използването на RLC метър AT 2816A. Температурните зависимости на ε_r и tgδ са измерени в диапазона (20÷120)°C при пет различни честоти – 1, 50, 100, 150 и 200 kHz.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

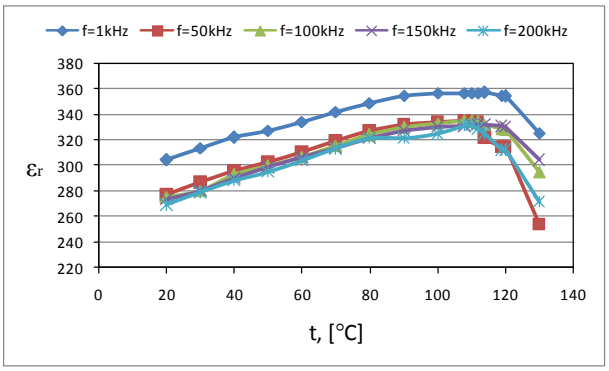
На фиг. 1. са показани получените температурни зависимости на относителната диелектрична проницаемост при различни честоти за материали от легиран с 0.05 mol% SnO_2 бариев титанат, спечени при температура 1250°C за време 5h.



***Фиг. 1**. Температурни зависимости на относителната диелектрична проницаемост за материали от 0.95mol% $BaTiO_3$+0.05mol% SnO_2, спечени при температура 1250°C за време 5 h*

Стойностите за относителната диелектрична проницаемост (ε_r) са най-високи при честота 1 kHz. С увеличаване на честотата стойностите за ε_r намаляват.

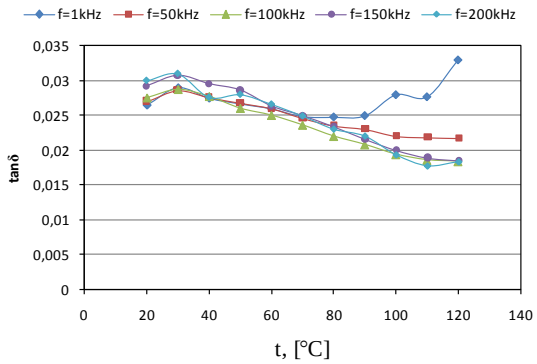
Ходът на температурните зависимости еднакъв при всички честоти, като е наличен максимум при температура около 95°C.



***Фиг. 2.** Температурни зависимости на относителната диелектрична проницаемост за материали от 0.95mol% $BaTiO_3$+0.05mol% SnO_2, спечени при температура 1250°C за време 8 h*

Температурните зависимости на относителната диелектрична проницаемост за материали при различни честоти за материали от легиран с 0.05 mol% SnO_2 синтезиран бариев титанат, спечени при температура 1250°C за време 8 h са показани на фиг. 2. Стойностите за относителната диелектрична проницаемост са по-високи в сравнение на тези за материалите, спечени за време 5h при същата температура. Ходът на получените температурни зависимости е подобен на тези на материалите, спечени за време 5

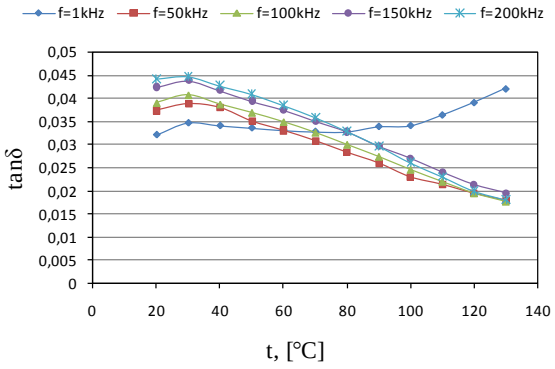
h, но максимални стойности за относителната диелектрична проницаемост са получени при по-висока температура, около 110°C. Зависимостите на тангенса от ъгъла на диелектричните загуби tgδ температурата при различни честоти за материали от легиран с 0.05 mol% SnO_2 бариев титанат, спечени при температура 1250°C за време 5 h са дадени на фиг. 3.



Фиг. 3. *Температурни зависимости на тангенса от ъгъла на диелектричните загуби за материали от 0.95mol% $BaTiO_3$+0.05mol% SnO_2, спечени при температура 1250°C за време 5 h*

Стойностите на tgδ са близки при всички честоти до температура 90°C, със слабо изразен максимум при температура 30°C. При температура над 90°C се наблюдава рязко увеличаване на tgδ при честота 1 kHz.

На фиг. 4. са показани температурните зависимости на tgδ при различни честоти за материали от легиран с 0.05 mol% SnO2 синтезиран бариев титанат, спечени при температура 1250°C за време 8 h.



Фиг. 4. *Температурни зависимости на тангенса от ъгъла на диелектричните загуби за материали от 0.95 mol% $BaTiO_3$+0.05 mol% SnO_2, спечени при температура 1250°C за време 8 h*

При температура 30°C се наблюдава слабо изразен максимум на tgδ, както при материалите спечени за време 5 h. С увеличаване на температурата се наблюдава понижаване на стойностите за тангенса от ъгъла на диелектричните загуби, с изключение при честота 1 kHz, където при температура над 80°C tgδ рязко нараства. Стойностите за тангенса от ъгъла на диелектричните загуби са материалите спечени за време 8 h са по-ниски при стайна температура в сравнение с тези за материалите, спечени за време 5 h.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получени и изследвани са диелектричните свойства на сегнетокермични материли от синтезиран бариев титанат $BaTiO_3$, легиран с 0.05 mol% калаен диоксид SnO_2. Стойностите на относителната диелектрична проницаемост нарастват с увеличаване времето на спичане. Максимумът в температурните зависимости на относителната диелектрична проницаемост е при по-висока температура за материалите, спечени за време 8 h.

С увеличаване времето на спичане са получени по-високи стойности за тангенса от ъгъла при температури близки до стайната. Ходът на изменението на tgδ за изследваните материали е еднакъв и за двете времена на спичане.

REFERENCE

[1] Richardson D. W. Modern ceramics engineering: Properties, processing and use in design. Marcel Dekker Inc. New York, 1992.

[2] Koyaphan W., D. Bomlai. Microstructural and electrical properties of Sn-modified $BaTiO_3$ lead-free ceramics by two-step sintering method. Advanced in Materials Science and Engineering, 2018.

[3] Ansari M., K. Sreenivas. Thermogravimetric, dielectric and structural properties of $BaSn_{0.1}Ti_{0.9}O_3$ prepared by solid state route. National Conference on Advanced Materials and Technology, 2018, pp. 1-4.

[4] Al-Akhras M. A., S.Saq'an, Z. Ghadieh. AC electrical properties of polystyrene /ferroelectric barium stannate titanate $Ba(Ti_{0.9}Sn_{0.1})O_3$ Ceramic Composition. ACTA PHYSICA POLONICA A, Vol.1 30, 2016, pp. 447-449

[5] Ansari M., K. Sreenivas. Influence of Sn doping in BaSn x Ti 1-x O3 ceramics on microstructural na dielectric properties. ICC, 2017, 1-4.
[6] Karacasulu L., M. Tokkan, M. Bortolotti, G. Ischia, U. Adem. Electrical characteristics of low temperature densified barium titanate. Ceramics International, Vol. 46, 2020, pp. 16670-16676.
[7] Kim H. T., Y. H. Han. Sintering of nanocrystalline $BaTiO_3$. Ceramics International, Vol. 30, 2004, pp. 1719-1723.
[8] Rahman M. K., M. F. Hosaain, K. M. Shorowordi, M. A. Matin. Effect of sintering time on dielectric properties of barium titanate and Nb doped barium titanate. Applied Mechanics and Materials, Vol. 860, 2017, pp. 129-133.

РАЗРАБОТВАНЕ НА ТЕХНИЧЕСКО РЕШЕНИЕ ЗА ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И ПРОВЕРКА НА МЕТОДИТЕ ЗА АНАЛИЗ НА ДИНАМИЧНИ РЕЖИМИ В ГРАДСКИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ТРАНСПОРТ

Николай Бежанов
Технически университет - Варна, катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане”

DEVELOPMENT OF TECHNICAL SOLUTION FOR EXPERIMENTAL RESEARCH AND VERIFICATION OF METHODS FOR ANALYZING OF DYNAMIC MODES IN URBAN ELECTRIC TRANSPORT

Nikolay Bezhanov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

Abstract

The paper presents development of scaled laboratory physical models for simulation of different regime conditions, representing the processes in real electric power supply systems for electric transport. For performing of these experiments is necessary to design and construct physical models of electric power supply systems and electrical equipment, which correspond to modern regenerative electric drives in electric transport. In results the study presents project of scaled laboratory model for simulation of the processes between two electric transport vehicles, connected to common electric feeder.

Keywords: urban electric transport, energy planning, recuperation energy in electric transport, trolleybus transport.

ВЪВЕДЕНИЕ

Внедряването на нови поколения тролейбуси, притежаващи силови електронни преобразуватели с възможности за осъществяване на рекуперативни режими, предопределя наличието на нови режимни състояния в електроснабдителните системи с динамичен характер. Това изисква усъвършенстване на методите за анализ на режимите на електропотребление. За целта е необходимо създаването на мащабирани физически модели, чрез които ще бъде извършвана симулация на различни режимни състояния, пресъздаващи процесите, протичащи в реалните системи. За осъществяване на тези експерименти е необходимо разработването на физически модели на електроснабдителни системи и физически модели на електрически задвижвания, съответстващи на използваните съвременни рекуперативни електрообзавеждания в електрическия транспорт.

Методологията на такъв тип изследване цели установяването на взаимовръзки и количествена оценка за режими, динамика, характер на натоварването, режими на неактивните мощности и загуби предизвикани от наличието им.

ОПИСАНИЕ НА ПРОБЛЕМА

А. Обща част.

За извършване на изследванията е съставена методика, която включва:

- Дефиниране на режимно състояние, което ще бъде изследвано и съответствие спрямо реален обект;
- Предварителна оценка за степента на взаимно влияние на различните фактори;
- Избор и определяне продължителността на различните режими по отношение ха-

рактера на натоварването – консумация, генерация, неактивни мощности, хармоничен състав;
- Избор на ниво и начин на въздействие върху различните фактори.

Б. Разработване на физически модел.

За да отговаря на поставените задачи, мащабираният физически модел трябва да симулира на реалните режимни състояния при движението на тролейбусите извършващо се по определен маршрут, по който превозното средство извършва потегляния, движения и спирания за всяка една от спирките.

При движението на тролейбусите могат да се дефинират следните три режима:

- ускорение при потегляне;
- равномерно движение (или инерционно движение с поддържане на постоянна скорост);
- спиране.

След дефиниране режимите на работа се оформят две основни хипотези *(фиг.1)*:

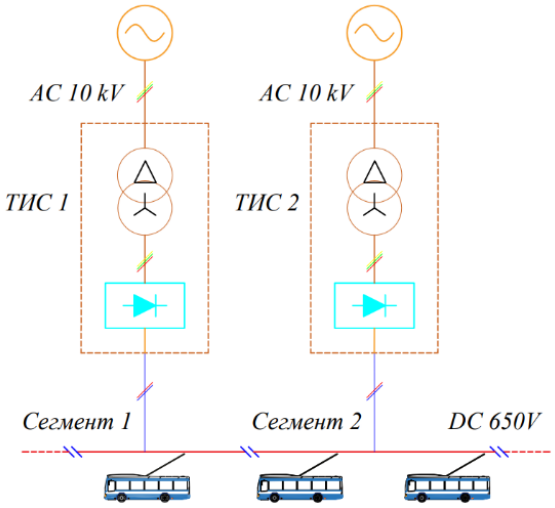
Хипотеза 1. Движение на едно електрическо транспортно средство (ЕТС) в сегмент от контактната електроснабдителната система.

Хипотеза 2. Движение на повече от едно ЕТС (група) в сегмент от контактната електроснабдителната система.

Хипотеза 1

Движение на едно ЕТС в сегмент от контактната електроснабдителната система.

Работа на едно ЕТС се състои от честотен регулатор и рекуперативно устройство. В начален режим на „ускорение при потегляне“ ЕТС ще консумира електроенергия, при „равномерно движение” (или инерционно движение), и се очаква да се наблюдават и двата режима консумация/генерация, поради поддържането на равномерната скорост през пътния участък. В процес „спиране“ ще се отдава рекуперираната енергия в захранващата мрежа.



***Фиг 1.** Основни хипотези.*

При хипотеза 1, двупосочният пренос на мощност зависи главно от натоварването, времето и скоростта на превозното средство.

Хипотеза 2

Движение на повече от едно ЕТС (група) в сегмент от контактната електроснабдителната система.

Въпроси свързани с вероятностно-статистически характер на режимите на работа от хипотеза 2:

1. Групата ЕТС са с различни режими на работа, като единият консумира, а другият рекуперира (ЕТС се движат в противоположна посока или имат разлика в географските особености на населеното място);
2. Групата ЕТС са едновременно в режим консумация;
3. Групата ЕТС са едновременно в режим рекуперация.

Физическият модел дава възможност за реализиране експериментални изследвания и анализ при работа на повече от едно ЕТС в даден сегмент от контактната мрежа, където ще могат да се правят комбинации от различните режими на работа с максимална коректност в планирането на двата режима консумация/ генерация при динамичен характер на електропотребление и в условията на двупосочен пренос на мощност.

В съответствие с дефинираните режими са оформени хипотези и въпроси за създа-

ването на мащабиран физически модел на елементи от електроснабдителни системи в лабораторни условия. По този начин провеждането на такъв тип експеримент с динамичен характер на електропотребление и в условията на двупосочен пренос на мощност в електроснабдителни системи е осъществимо. Изследванията ще акцентират върху описанието на динамичните режими при промяна посоката, характера на натоварването и анализа в кратки времеви интервали.

РАЗРАБОТВАНЕ НА ФИЗИЧЕСКИ МОДЕЛ ЗА ПРАКТИЧЕСКА СИМУЛАЦИЯ И ПРОВЕРКА НА МЕТОДИТЕ ЗА АНАЛИЗ

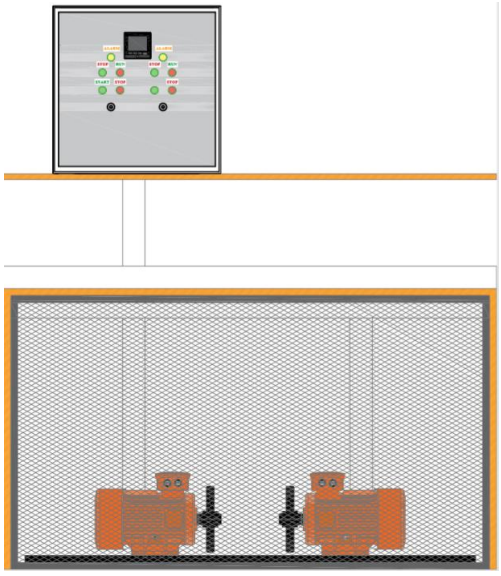
Изследователския лабораторен стенд ще бъде изграден в лабораторна зала 101 към Електротехнически факултет (ЕФ) на Технически Университет - Варна.

Изглед в мащаб на проектирания стенд е показан на Фигура 2.

Макетът се състои от три компонента:

- Пулт за управление (табло с комутационната апаратура и местно управление);
- Машинно отделение;
- Диспечерски пулт (дистанционно управление, осъществено посредством LAN връзка).

С оглед постигане на изискванията за безопасност е предвидено поставянето на метални мрежести ограждения с отвор 4мм, *като тяхната метална конструкция е заземена.*



Фиг. 2. *Разположение на изследователския лабораторен стенд.*

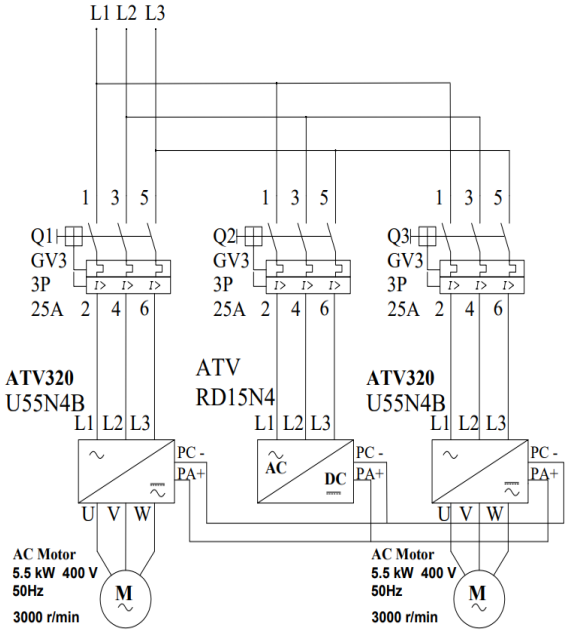
Пултът за управление представлява метално табло, в което е разположена комутационно - защитна апаратура, необходима за управлението на макета, а на лицевия панел са разположени бутоните за местно управление, светлинната индикация за състоянието на машините и измервателните прибори.

За изпълнението на специфични изисквания към физически модел, е избрана системата „Altivar Machine ATV320" на Schneider Electric.

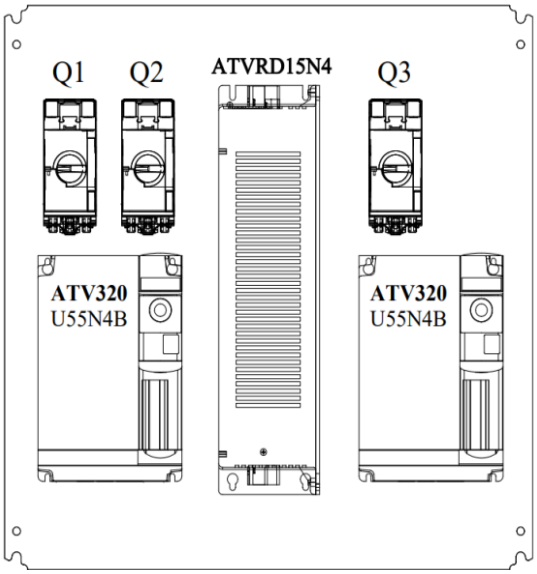
Мащабираният физически модел е оборудван с два трифазни кафезни асинхронни двигателя с мощност 5.5 kW, задвижвани от честотни регулатори ATV 320U55N4B 5.5kW и едно рекуперативно устройство ATV RD15N4 15kW (Фигура 3.).

Фиг. 3. *Честотен регулатор и рекуперативен блок*

Силовата и монтажна схема е показана на (Фигура 4 и Фигура 5).



Фигура 4. *Силова схема на лабораторния стенд*



Фиг. 5. *Монтажна схема на лабораторния стенд*

Машинното отделение се състои от два трифазни асинхронни двигателя с мощност 5.5kW, куплирани с два броя маховика, чиято роля е да запазят и симулират инерционния момент необходим за формираните цели и задачи.

Диспечерски пулт

Комуникационният канал RJ45, позволява комуникация на ATV320 със сървър или компютърна система. Софтуерната програма SoMove служи за настройка и конфигуриране на устройства за управление на електродвигателите, което дава възможност за предварително въвеждане сценарии на времевата и честотната области по отношение описание режимите на електропотребление, и оценка приложимостта им в условията на двупосочен пренос на мощност с описването на динамичните режими при промяна посоката, характера на натоварването, енергетичното въздействие на товара и анализа на неактивните мощности. Софтуерният продукт Eco - Struxure, представлява SCADA система от ново поколение, посредством която се събират и визуализират данните на машините в реално време, получават се уведомления при откриване на аномалии в съоръженията, предупреждение или логическа комбинация. Чрез нея се създават и управляват устройства, добавят и конфигурират гъвкави изпълними модули за ключови показатели за ефективността (KPI), включително обща ефективност на оборудването, консумация на енергия, производителност на машините, възможност за управляване базирани на време задачи по поддръжка на дадена машина и други.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

Създаденият мащабиран физически модел, чрез които ще бъде извършвана физическа симулация на различни режимни състояния, има за цел да потвърди направените чрез изчислителен подход в предходни доклади [2,3,4] анализи на възможностите за енергийно планиране в електроснабдителните системи на градския електрически транспорт. За целта табличните числени стойности, получени от изследванията, трябва да бъдат преобразувани във вид отговарящ нуждите за работа на макета.

Приложение на методика за прогнозиране на електропотреблението на тролейбусния транспорт

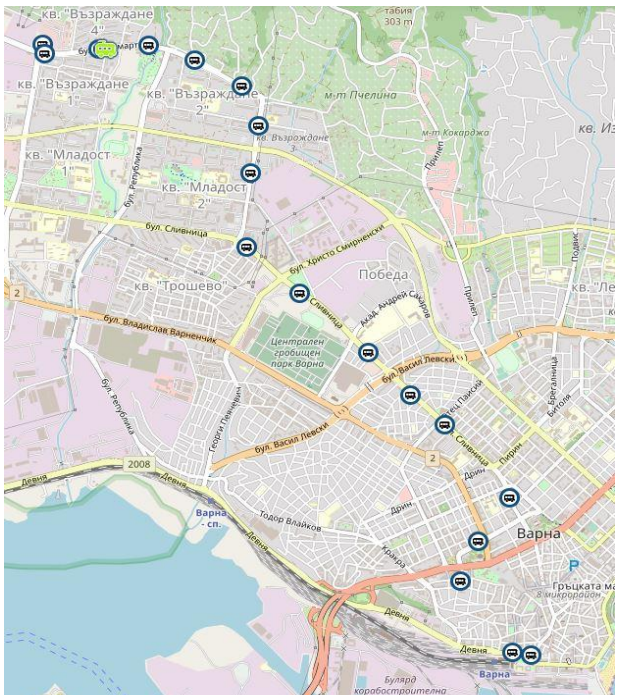
Изследваният обект са тролейбусните линии на Градски транспорт гр. Варна, състоящ се от четири линии: №82, №83, №86 и №88. За всяка една линия е направено разбиване по участъци, като са изчислени показателите за трите различни режима.

Поради големия обем на данните в настоящия доклад ще бъде представена извадка за една от линиите – линия №83. Изчисленията за другите линии са аналогични. В Таблица 1 са показани входните данни, необходими за изчисляване на маршрута линия №83 с отчитане стойностите на надморската височина и изминатото разстояние на тролейбуса от светофар до светофар, от светофар до спирка и от спирка до светофар.

Линия №83

Линията свързва кв. Възраждане с ж.п. гара и е с обща дължина на трасето L=8.4 km., като се характеризира със спускане от 114 m до 2 m надморска височина. Маршрутът е визуализиран на Фигура 6. По протежение на маршрута са разположени 16 автобусни спирки.

По показаната методика [3, 4] и с помощта на софтуерното приложение в MathCAD се извършва изчисление на движението на тролейбус в двете посоки на маршрута.



Фиг. 6. *Маршрут Линия 83*

Табл. 1

№	Beg [m]	End [m]	Length [m]	V [km/h]
1	114	112	600	40
2	112	113	60	40
3	113	117	380	40
4	117	114	150	40
5	114	113	200	40
6	113	117	130	40
7	117	122	150	40
8	122	130	480	40
9	130	116	390	40
10	116	103	140	40
11	103	100	60	40
12	100	68	600	40
13	68	65	200	40
14	65	57	300	40
15	57	55	200	40
16	55	50	400	40
17	50	50	200	40
18	50	58	200	40
19	58	58	300	40
20	58	59	200	40
21	59	49	100	40
22	49	44	400	40
23	44	37	400	40
24	37	34	450	40
25	34	31	150	40
26	31	24	300	40
27	24	20	100	40
28	20	2	600	40
29	2	2	600	40

Трасето се характеризира с голяма денивелация между началната и крайната точка, което предопределя наличието на значими разлики в електропотреблението.

За нуждите на мащабирания физически макет, входните данни трябва да бъдат обработени и представени под формата на времена, съответстващи на трите режима на работа. В таблица 2 са представени времевите стойности в дефинираните режими на Линия №83 (при спускане) от градския електрически транспорт във гр.Варна.

$$t = t_{Acc} + t_{Move} + t_{Brake} \qquad (1)$$

Където:

t- времето за изминаване на отсечката;

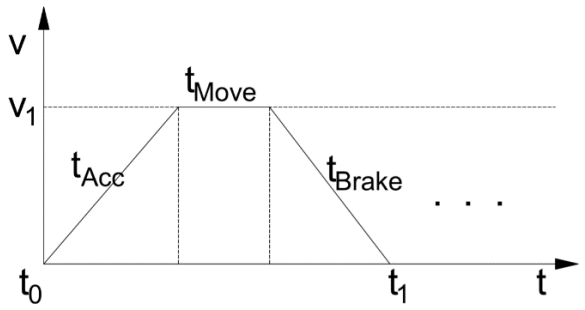
t_Acc- времето за ускорение при потегляне;

t_Move- времето за равномерно движение (или инерционно движение с поддържане на постоянна скорост);

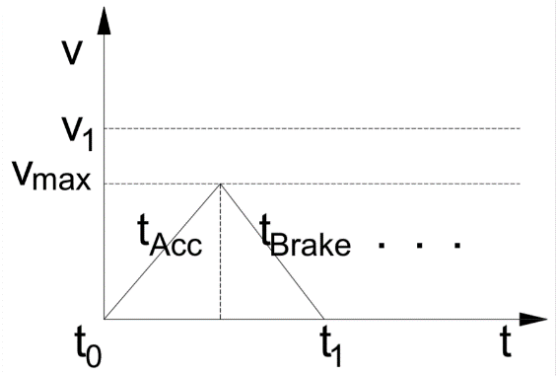
t_Brake- времето за спиране (рекуперативно спиране).

Табл. 2

Линия 83 (спускане)				
	t	t_Acc	t_Move	t_Brake
1	76.222	22.222	31.778	22.222
2	27.622	22.222	-16.822	22.222
3	56.422	22.222	11.978	22.222
4	35.722	22.222	-8.722	22.222
5	40.222	22.222	-4.222	22.222
6	33.922	22.222	-10.522	22.222
7	35.722	22.222	-8.722	22.222
8	65.422	22.222	20.978	22.222
9	57.322	22.222	12.878	22.222
10	34.822	22.222	-9.622	22.222
11	27.622	22.222	-16.822	22.222
12	76.222	22.222	31.778	22.222
13	40.222	22.222	-4.222	22.222
14	49.222	22.222	4.778	22.222
15	40.222	22.222	-4.222	22.222
16	58.222	22.222	13.778	22.222
17	40.222	22.222	-4.222	22.222
18	40.222	22.222	-4.222	22.222
19	49.222	22.222	4.778	22.222
20	40.222	22.222	-4.222	22.222
21	31.222	22.222	-13.222	22.222
22	58.222	22.222	13.778	22.222
23	58.222	22.222	13.778	22.222
24	62.722	22.222	18.278	22.222
25	35.722	22.222	-8.722	22.222
26	49.222	22.222	4.778	22.222
27	31.222	22.222	-13.222	22.222
28	76.222	22.222	31.778	22.222
29	76.222	22.222	31.778	22.222



***Фиг. 7**. Изменение на времето при наличие на трите режима на работа.*



***Фиг. 8.** Изменение на времето при наличие на два режима на работа.*

Както се забелязва от данните, t_Move може да променя знака си. Отрицателните стойности се дължат на дължината на пътният участък (ЕТС няма достатъчно време да ускори до зададената скорост и респективно спре) (Фигура 7 и Фигура 8). Поради тази причина при задаването на входните параметри на физическият модел, всички отрицателни стойности ще бъдат приети за 0 (няма t_Move), а t_Acc и t_Brake ще бъдат пропорционално разпределени в зависимост от t.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработено е техническо решение за практическа симулация на електроснабдителни системи с двупосочен пренос на мощност с динамичен характер, възпроизвеждащо режимните състояния в сегмент от контактната мрежа, в който имаме движение на два тролейбуса. По този начин е възможна физическа симулация на възможните комбинации от режимни състояния – първи тролейбус потегля, втори спира; и двата потеглят; и двата спират; двата са в движение при различно натоварване и т.н. Симулацията позволява придобиване на реална оценка за характера и стойността на генерираната рекуперативна енергия при спиране при различните режимни състояния. Разработеното техническо решение е приложимо за научноизследователска и учебна дейности.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by by the Bulgarian Scientific Fund, Operational Programme "Fundamental Research", Session 2019 under contract №06-37/28 Date: 16.12.2019. „Research on Electricity Consumption Regimes in Electric Power Supply Systems for Urban Electric Transport with Two-way Power Flow".

REFERENCE

[1]. https://www.se.com/bg/bg/product

[2]. Gyurov, V., Bezhanov, N., Study on electric consumption regimes in rectifier stations of trolleybus transport, Proceedings of the 11th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF), 2019, Varna, pp.1-4, ISBN: 978-1-7281-2698-2, DOI: 10.1109/ BulEF48056. 2019. 9030736.

[3]. Gyurov, V., Bezhanov, N., Possibilities for energy planning in electric power supply systems of urban electric transport, Proceedings of the 11th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF), 2019, Varna, pp.1-6, ISBN: 978-1-7281-2698-2, DOI: 10.1109/BulEF 48056.2019.9030741.

[4]. Gyurov, V., Bezhanov, N., Application of methodology for forecasting of energy consumption in trolleybus transport, International Scientific Conference "Unitech 2019", Proceedings Volume I, pp.148-153, ISSN 1313-230X, Gabrovo, 2019.

[5]. N. Apostolidou, N. Papanikolau, "Energy saving estimation of Athens trolleybuses considering regenerative braking and improved control scheme", MDPI Resources, pp. 1-18, July 2018.

[6]. D. Baumeister, M. Salin, M. Wazifehdust, P. Steinbusch, M. Zdrallek, S. Mour, L. Lenuweit, P. Deskovic and H. Ben Zid, "Modelling and simulation of a public transport system with battery-trolleybuses for efficient e-mobility integration", E-mobility Power System Integration Symposium, Proceedings, October 2017.

[7]. G. Dimitrov, G. Pavlov, "Analisys of the efficiency of regenerative braking systems of trollebys Skoda Solaris under real operation condition", Journal of Mechanic, Transport, Communication, Vol 14, No 3/2, pp. 24-31, 2016.

[8]. E. Simonec, "Analysis of trolleybus energy consumption", Advance in Science and Tehcnology Research Journal, Vol.7, Issue 18, pp.81-84, June 2013.

ПРОЕКТИРАНЕ И РАЗРАБОТВАНЕ НА ЛАБОРАТОРЕН МОДЕЛ НА СИНУСОИДАЛЕН ИНВЕРТОР ЗА КОНСУМАТОРИ С МАЛКА МОЩНОСТ

Христо Ибришимов[1]
[1] *Технически университет-Габрово*

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A LABORATORY MODEL OF A PURE SINE WAVE INVERTER FOR POWER SUPPLY OF LOW POWER CONSUMERS

Hristo Ibrishimov[1]
[1] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

This paper presents a laboratory model for the study of a sinusoidal inverter. The model is designed to train students with bachelor's and master's degrees at the Technical University of Gabrovo. The developed model is based on the board EGS002-control system and drivers for a single-phase sine wave inverter with low power and overload current protection. Experimental results of the realized single-phase sine wave inverter are presented.

Keywords: Pure Sine Wave Inverter, SPWM, Photovoltaic.

ВЪВЕДЕНИЕ

Производството на енергия посредством възобновяеми източници заема все по широк дял от общото производство на електро-енергия. Увеличението на дела им е свързано и с увеличаване на изискванията за опазване на околната среда[1,3].

В последните години фотоволтаиците (PV) се превърнаха в най-евтиния източник на енергия в региони с голям слънчев потенциал. През 2000 г. в ТУ-Габрово е изградена автономна фотоволтаична система с обща инсталирана мощност 360 Wp. Автономната фотоволтаична система се състои от следните компоненти: фото-волтаични модули и механична конструкция, соларен контролер, акумулаторни батерии и табло за управление и измерване.

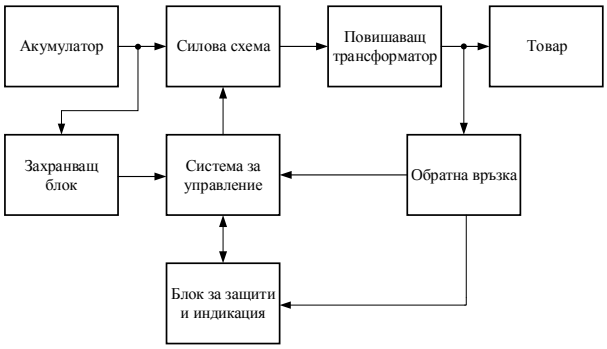
Ефективното използване на енергията от фотоволтаиците изисква наличие на допълнителни устройства за съхранение на енергията (акумулатори) и преобразуватели за осигуряване на параметри, съответстващи (синхронизирани) с действителните на електрическата мрежа или на даден консуматор (зависим / независим синусоида-лен инвертор).

Един от най-важните елементи на фотоволтаичните системи е инвертора. От неговата ефикасност и цена зависи в голяма степен рентабилността на инсталацията [2,4].

Цел на настоящият доклад е реализирането на лабораторен макет на независим синусоидален инвертор за обучение на студенти в Технически университет Габрово.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Блокова схема на независим синусоидален инвертор на напрежение е представена на фиг. 1.



Фиг. 1. *Блокова схема на лабораторен макет на независим синусоидален инвертор.*

Основните блокове които съдържа са:

Силова схема - транзисторен преобразувател на напрежение;

Повишаващ трансформатор - включен в изхода на преобразувателя за осигуряване на напрежение със зададена амплитуда;

Система за управление - използва се готова система за управление на еднофазен независим синусоидален инвертор тип EGS002.

На базата на разработената блокова схема е синтезирана принципна схема показана на фиг. 2. Синусоидалният инвертор е реализиран по класическа мостова схема, в диагонала на която е включен повишаващия трансформатор[5-7]. Инвертора се захранва от акумулатор, включен към фотоволтаична централа с мощност 360 Wp. Обхвата на регулиране на изходното напрежение е в диапазона от 110 – 260 V. Въведена е обратна връзка по напрежение посредством мостов изправител D5-D8 и R10,R11 и RT2.

Въведена е максимална токова защита, сигнала се снема посредством шунтовия резистор R_0. Посредством транзистора Q5 е предвидено включването на вентилатор за охлаждане. Температурата се измерва с допълнително включен температурен сензор NTC на вход 15 на системата за управление.

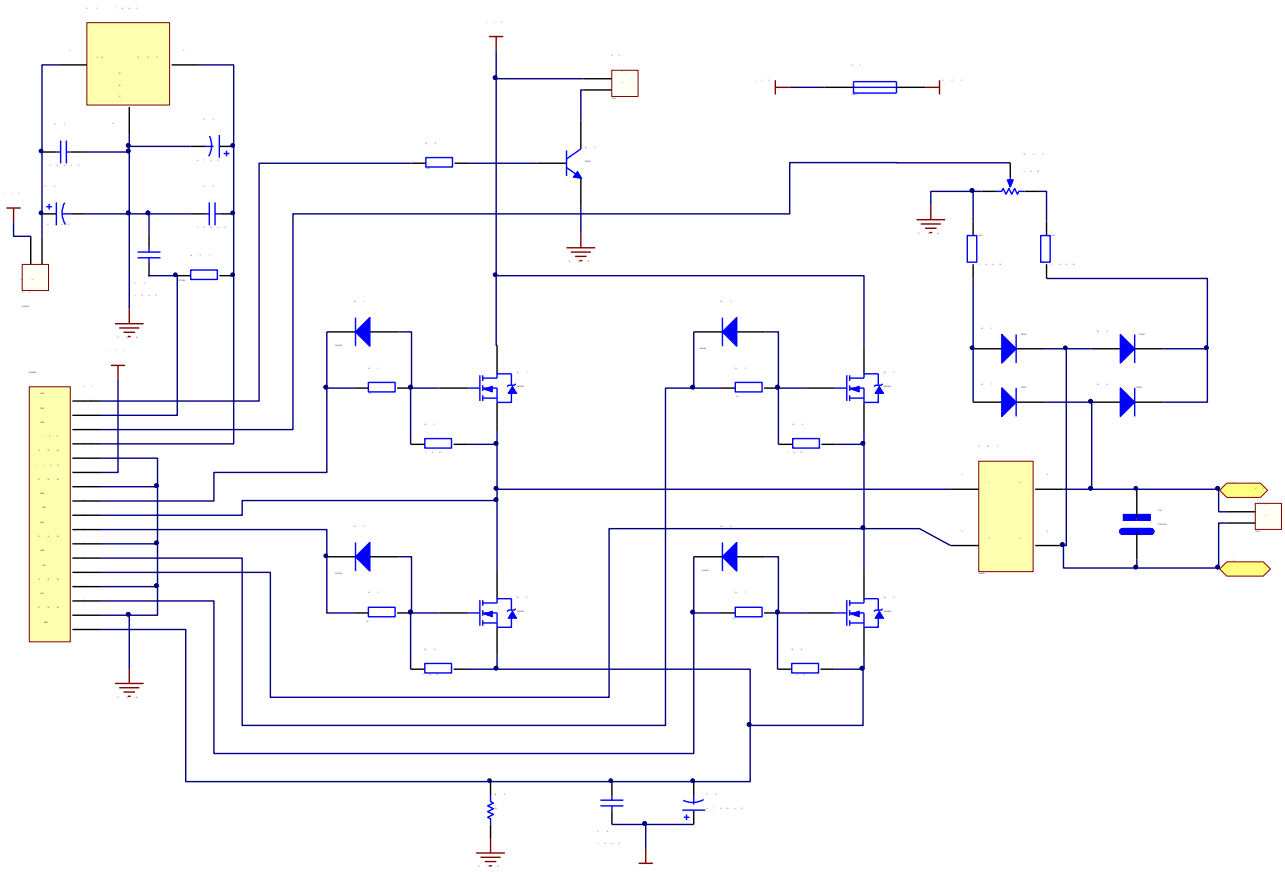
Системата за управление EGS002 е драйверна платка, специализирана за управление на еднофазен синусоидален инвертор. Използва се ASIC EG8010 като контролер и IR2110S - драйвери за управлението на MOSFET транзисторите. В системата за управление са интегрирани функциите на защита от напрежение, ток и температура, осигуряване на „мъртво време“ на транзисторите, софт старт, управление на вентилатор и LED предупредителна индикация.

EG8010 се прилага за DC-DC-AC двустепенна система за преобразуване на мощността или DC-AC едностепенна нискочестотна честотна трансформаторна система за инвертиране на напрежението. Посредством използването на EG8010 може да се постигне изходна честота 50 / 60Hz с висока точност, нисък хармоничен състав на тока и напрежението и ниски нива изкривяване на формата на изходната синусоида.

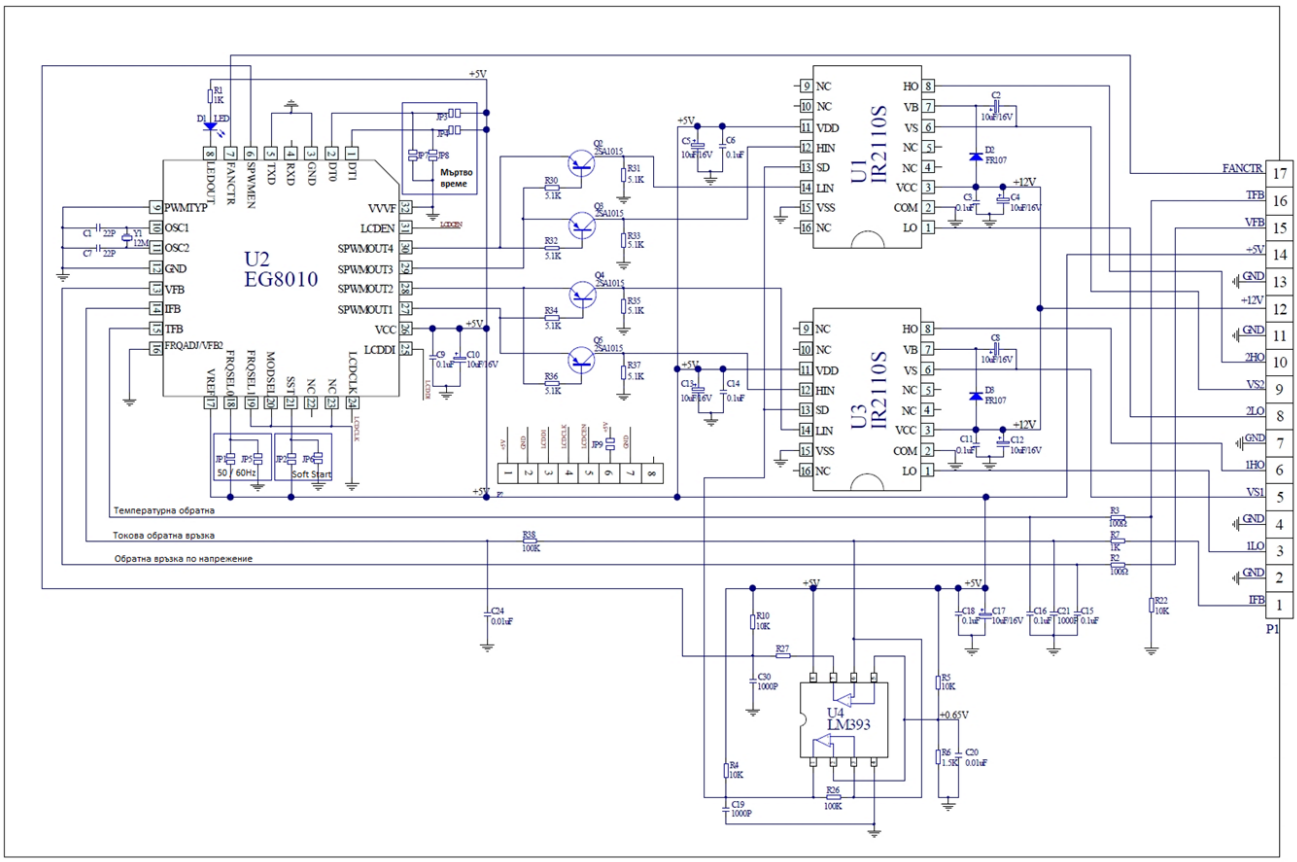
Основните възможности на системата за управление и техният избор посредством джъмпери е представен в таблица 1.

Таблица 1. Описание на входно изходните портове на системата за управление.

№	Име	I/O	Описание
1	IFB	I	Токова защита.
2	GND	GND	Маса.
3	1LO	O	Десен мост ниска страна.
4	GND	GND	Маса.
5	VS1	O	Десен мост висока страна, захранващо напрежение.
6	1HO	O	Десен мост висока страна.
7	GND	GND	Маса.
8	2LO	O	Ляв мост ниска страна.
9	VS2	O	Ляв мост висока страна, захранващо напрежение.
10	2HO	O	Ляв мост висока страна.
11	GND	GND	Маса.
12	12	12	Захранващо напрежение
13	GND	GND	Маса.
14	5	5	5 V оперативно напрежение.
15	VFB	I	Обратна връзка на изходното напрежение.
16	TFB	I	Температурна обратна връзка.
17	FANCTR	O	Управление на вентилатора.
*Изход за LCD дисплей			
*1	5V	5V	5V Захранване на LCD дисплей.
*2	GND	GND	Маса.
*3	LCDDI	I/O	LCD Serial Data.
*4	LCDCLK	O	LCD Serial Clock.
*5	LCDEN	O	LCD Chip Select.
*6	LED+	5V	5V захранване на LED подсветка.
*7	LED-	GND	Маса.



Фиг.. 2 *Принципна силова схема на лабораторен макет на синусоидален инвертор*



Фиг.. 3 *Принципна схема на система за управление и блок за индикация и защити на лабораторен макет на синусоидален инвертор*

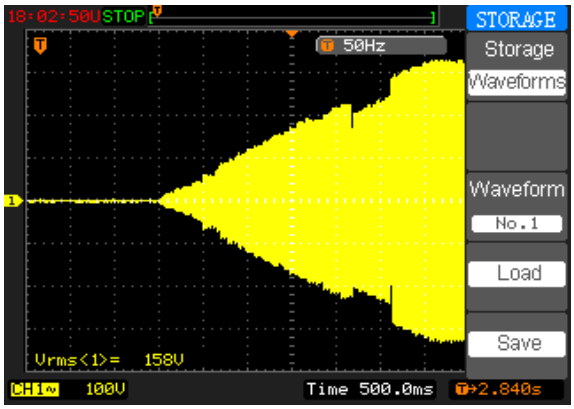
Конфигурацията на джъмперите е следната:
- JP1 –изходна честота 60 Hz;
- JP5- изходна честота 50 Hz;
- JP2- мек старт;
- JP6- изключване на мекия старт;
- JP7 и JP8 – мъртво време 300 ns;
- JP3 и JP8 – мъртво време 500 ns;
- JP4 и JP7 – мъртво време 1.0 us;
- JP3 и JP4 – мъртво време 1.5 us;
- JP9 –включена/ изключена подсветка;

Необходимите данни за изчисление на изходния трансформатор са : първично напрежение 12 V, Изходно напрежение 230 V, честота 50 Hz, мощност 180 VA. В таблица 2 са представени изчислените параметри на изходния трансформатор по методика представена в [T Petrov].

Таблица 2. Изчисление параметри на изходния трансформатор.

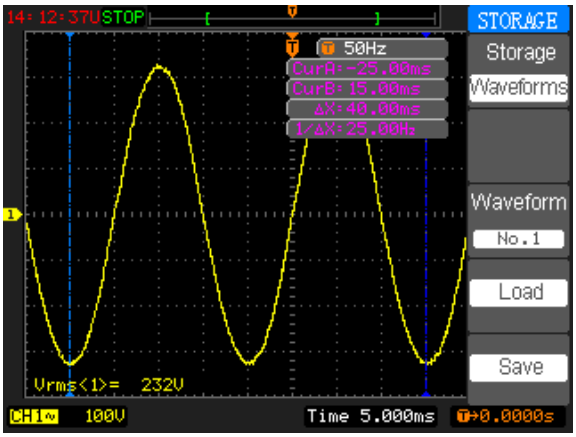
Ток в първичната намотка I_1, A	17,54
Брой навивки на първичната намотка w_1	19
Брой навивки на вторичната намотка w_2	721
Сечение на ядрото S_{cm}, cm^2	13,23
Диаметър на проводника на първичната намотка d_1, mm^2	2,5
Диаметър на проводника на вторичната намотка d_2, mm^2	0,42
Ток на празен ход $I_{пр}$, A	0,97
Прегряване Q, K	72,7

На фиг. 4 е представен пусковия процес на инвертора с мек старт, 300 ms. На фиг.5 е представено изходното напрежение при празен ход на синусоидалния инвертор, ефективната стойност на напрежението е 232 V.

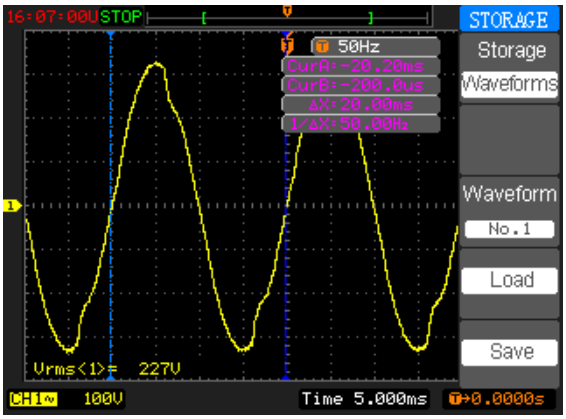


Фиг. 4. *Пусков процес на независим синусоидален инвертор.*

На фиг. 6 е представено напрежението в изхода при товар 60 W поялник с регулируема температура. Поради симисторния регулатор на температура в поялника, в изходното напрежение има наличие на хармонични съставящи.

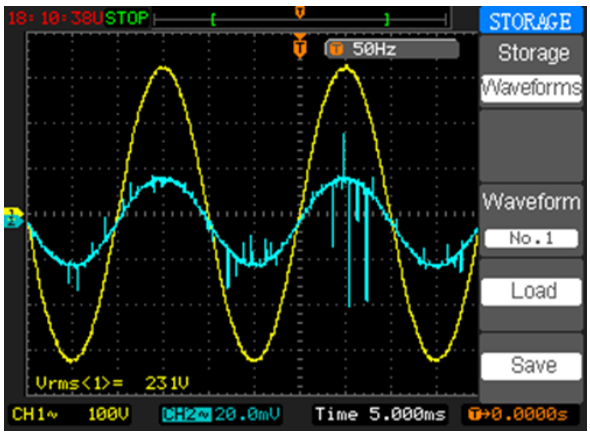


Фиг. 5. *Изходно напрежение при празен ход.*



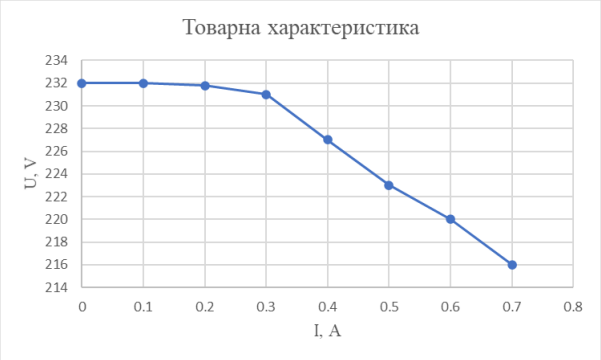
Фиг. 6. *Изходно напрежение при товар симисторен регулатор.*

На фиг.7 са представени и напрежението в изхода на инвертора при товар зарядно за лаптоп 120 W.



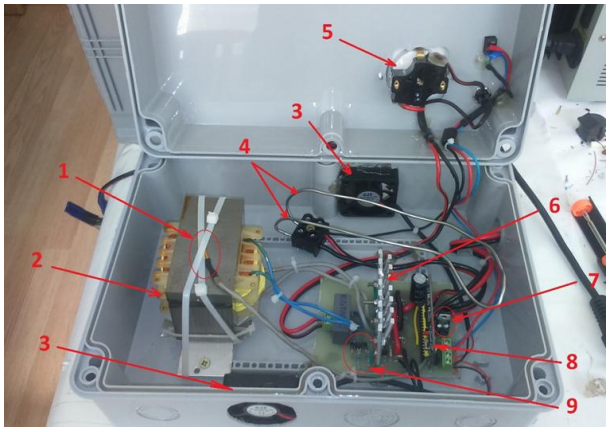
Фиг. 7. *Изходно напрежение и ток при товар зарядно за лаптоп 120 W.*

На фиг. 8 е представена товарната характеристика на реализирания лабораторен макет на синусоидален инвертор.



Фиг. 8. *Товарна характеристика.*

При товар 0,7 А изходното напрежение е 216 V, което отговаря на поставеното задание.



Фиг. 9. *Общ изглед на лабораторния макет на синусоидален инвертор.*

На фиг. 9 е показан готовият макет с елементите както следва:1 – термистор за температурната обратна връзка; 2 – повишаващ трансформатор 6 V на 245 V; 3 – вентилатори за охлаждане; 4 – шунт за измерване на тока за защитата настроен опитно; 5 – контакт тип шуко за захранване на консуматор; 6 – охладител за силовите транзистори; 7 – стабилизатор на +5 V за оперативно напрежение; 8 – система за управление; 9 – обратна връзка по напрежение

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработен е лабораторен модел на синусоидален инвертор за обучение на студенти в Технически университет -Габрово. Изходното напрежение се изменя в допустимите граници с увеличаването на тока на товара. С представените осцилограми се доказва работоспособността на разработения макет. Макетът може успешно да се внедри в обучението на студенти за изследване на работата на инвертори на напрежение.

ИЗПОЛЗВАНА ЛИТЕРАТУРА

[1] R. Haider, R. Alam, Nafisa Binte Yousuf and K. M. Salim, "Design and construction of single phase pure sine wave inverter for photovoltaic application," 2012 International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), Dhaka, 2012, pp. 190-194, doi: 10.1109/ICIEV.2012.6317332.

[2] M. B. Gulame, O. K. Kelkar, S. S. Thopate, C. Maloji Gadre and R. D. Kedari, "DESIGN OF SOLAR BASED PURE SINE WAVE INVERTER," 2018 Second International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC), Erode, 2018, pp. 924-927, doi: 10.1109/ICCMC.2018.8487929.

[3] A. S. K. Chowdhury, M. S. Shehab, M. A. Awal and M. A. Razzak, "Design and implementation of a highly efficient pure sine-wave inverter for photovoltaic applications," 2013 International Conference on Informatics, Electronics and Vision (ICIEV), Dhaka, 2013, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICIEV.2013.6572634.

[4] T. Latif, S. R. Reza, S. B. Afzal, M. M. Shabab and M. A. Razzak, "A constant current sine wave inverter using harmonic injection modulation with T-LCL immittance conversion topology," 2013 International Conference on Informatics, Electronics and Vision (ICIEV), Dhaka, 2013, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICIEV.2013.6572608.

[5] Madzharov, N., , Transistors converters for DC voltage. Gabrovo, Vasil Aprilov, 2003.

[6]. Bobcheva, M., N. Gradinarov, N. Maleev, E. Popov, M. Anchev, Power electronics. Sofia, TU-Sofia, 1998.

[7]. Bobcheva, M., S. Tabakov, P. Goranov, Power electronics convertors. Sofia, Techniks, 2002.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА НЯКОИ ПАРАМЕТРИ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНА СЪВМЕСТИМОСТ ОТ ДИМИРУЕМИ СВЕТОДИОДНИ ЛАМПИ

Цвятко Колев Върбов, Красимир Маринов Иванов
Технически университет - Габрово

INVESTIGATION OF SOME PARAMETERS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY FROM DIMMABLE LED BULBS

Tsvyatko Kolev Varbov, Krasimir Marinov Ivanov
Technical University of Gabrovo

Abstract

The paper inhere describes a study of various types of dimmable LED bulbs which are attached to the power boards of the electrical power supplying system. In that relation, the relevant parameters of electromagnetic compatibility are presented. Graphically there have been presented the current curves in the phase and their harmonic composition. The performed measurements' results show that electrical lighting loads change the harmonic composition of the current curve, which results in increased power and energy losses.

Keywords: Electromagnetic compatibility, Harmonics current, dimmable LED bulb.

ВЪВЕДЕНИЕ

Осветлението представлява около 15% от търсенето на електроенергия в световен мащаб. През последните години светът преживя нова революция в осветителната технология с появата на LED лампи, които се основават на използването на светодиоди (LED). Светодиодните лампи (LED лампи) станаха доминиращи на пазара поради техните характеристики, като: енергийна ефективност, екологосъобразност, димируемост (промяна на яркостта на светлината) и възможност за промяна на спектър (избор на цветна температура) [1, 2].

Димируемите лампи позволяват да се увеличи допълнително енергийната ефективност и да се подобри осветеността на работното място. Промяна на спектъра на светлината позволява по-добър визуален комфорт, като промяна на обстановката от творческа до подходяща за отдих. Проблем при димеруемото осветление е, че допълнително се увеличава състава на хармоничните в тока.

Генерирането на допълнителни хармонични съставки, предизвиква допълнителни загуби в захранващата мрежа и други негативни явления [3, 4, 5]. Това би могло да доведе и до влошаване на параметрите на качеството на електрическата енергия и електромагнитната съвместимост, подавана към потребителите и до проблеми при експлоатацията им. Най-често се забелязва: прегряване и дефектиране на нулевия проводник на кабелни електропроводи ниско напрежение; допълнителни загуби в силови трансформатори и кондензатори на инсталации за компенсиране на реактивната мощност; ускорено стареене на изолацията на кабели и други.

Принципът на работа на светодиодни лампи е свързан с преобразуване на променливото напрежение на захранващата мрежа в постоянно с желана стойност за светодиодите на лампата. За намаляване на генерирането на хармонични към захранващата мрежа се поставя допълнително и електромагнитен филтър (EMI филтър).

При димируемите светодиодни лампи има и допълнително регулиране на тока през светодиодите.

В Европа основният нормативен документ, регламентиращ граничните стойности за излъчвания на хармонични съставящи на тока (входен ток на устройства/съоръжения до и включително 16 A за фаза) е EN 61000-3-2:2014 (IEC 61000-3-2:2014) [6] .

Целта на работата е да се изследват хармоничните „замърсявания“ в електрическите уредби, предизвиквани от използването на димируеми светодиодни лампи и светодиодни лампи с промяна на спектър в бита и индустрията.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Съгласно стандарта БДС EN 61000-3-2:2014 техническите средства за експлоатация се разделят на 4 класа: клас A; клас B; клас C;клас D.

Граничните норми (стойности) за излъчваните хармонични съставящи на тока, които могат да бъдат създадени от устройствата клас C са разделени за устройства с мощност до 25 W и над 25 W.

За устройства с активна мощност по-голяма от 25 W, граничните норми за излъчваните хармонични съставящи на тока са показани в таблица 1.

За устройства с активна мощност по-малка от 25 W, граничните норми за излъчваните хармонични съставящи на тока трябва да съответстват на едно от изискванията по долу:

- стойностите на хармоничните съставящи на тока на 1 W не трябва да превишават нормите показани в таблица 2.

- стойността на трети хармоник изразен в проценти не трябва да превишава 86% от стойността на основния хармоник, а стойността на пети хармоник изразен в проценти не трябва да превишава 61% от стойността на основния хармоник. Също така, формата на сигнала на входния ток трябва да бъде такава, че да достигне ниво на тока от 5% преди или на 60°, да има пикова стойност преди или на 65 ° и да не пада под нивото на тока от 5% преди 90° спрямо преминаването през нулата на основното захранващо напрежение.

Таблица 1

Номер на хармоник	Максимално допустими стойности на хармоничните съставящи на тока в % от основната хармонична
2	2
3	30*λ
5	10
7	7
9	5
11≤ n ≤ 39 (само нечетни)	3
λ- фактор на мощност	

Таблица 2

Номер на хармоник	Максимално допустими стойности на хармоничните съставящи на тока за ват mA/W
3	3,4
5	1,9
7	1,0
9	0,5
11	0,35
13≤ n ≤ 39 (само нечетни)	3,85/n

Стандартът IEC 61000-3-4 определя граничните стойности за хармонични съставящи на тока в нисковолтови електроразпределителни системи за оборудване с номинален ток, по-голям от 16A на фаза [7]. Общите коефициенти на нелинейните (хармоничните) изкривявания THD се изчисляват по формулите:

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 .... + I_n^2}}{I_1} 100,\% \quad (1)$$

$$THD_U = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 .... + U_n^2}}{U_1} 100,\% \quad , \quad (2)$$

където I_1, In са съответно ефективната стойност на първия хармоник на тока и на хармоника с n≥2; $U1$, Un – съответно ефективната стойност на първия хармоник на напрежението и на хармоника с n≥2.

Параметрите на хармонични съставящи на тока, съгласно IEC 61000-3-4**,** спрямо изследвания обект са дадени в Таблица3.

В IEC 61000-3-4 са въведени и следните дефиниции:

• Точка на обикновено свързване (PCC): точка в обществената мрежа, която е най-

близо до съответния потребител и до която други потребители са или могат да бъдат свързани.

• Частично измерено хармонично изкривяване (PWHD):

$$PWHD = \sqrt{\sum_{n=14}^{40} n\left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \qquad (3)$$

Таблица 3

Хармоничен номер **n**	Допустима хармонична съставяща на тока* **In/I1, %**	Хармоничен номер **n**	Допустима хармонична съставяща на тока **In/I1, %**
3	21.6	21	≤ 0,9
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	≤ 0,6
11	3,1	29	0,7
13	2	31	0,7
15	0,7	≥ 33	≤ 0.6
17	1,2		
19	1,1		
* I1 - ток на основната хармонична; In - ток на n-я хармоник			

Таблица 4

Процедури на свързване съгласно 61000-3-4 Стойности на емисиите ток при Етап 2 за еднофазно, междуфазно и небалансирано трифазно оборудване								
Minimal Rsce	Допустими тотални хармонични изкривявания на тока %		Допустима хармонична съставяща на тока за отделните хармонични I_n/I_1 %					
	THD	PWHD	I3	I5	I7	I9	I11	I13
66	25	25	23	11	8	6	5	4
120	29	29	25	12	10	7	6	5
175	33	33	29	14	11	8	7	6
250	39	39	34	18	12	10	8	7
350	46	46	40	24	15	12	9	8
450	51	51	40	30	20	14	12	10
600	57	57	40	30	20	14	12	10
Забележка 1 – Сравнителната стойност на четните хармонични функции не трябва да надвишават 16/n% Забележка 2 – Линейна интерполация между последователни Rsce стойности е допустима Забележка 3 –В случай на небалансирано трифазно оборудване тези стойности са приложими за всяка фаза * I_1 = номинален основен ток; I_n=хармоничен токов компонент								

За да се анализират характеристиките на LED лампи с функция за димиране, бяха тествани лампи с различни мощности от различни производители. Всички тествани лампи са проектирани да работят при напрежение 220-240 V.

При провеждане на изследването на хармонични „замърсявания“ в електрическите уредби, предизвиквани от използването на димируеми светодиодни лампи, са използвани лампи на водещи фирми на българския пазар. Изследвани са лампи с различна цветна температура и с различна мощност. Умишлено имената на фирмите не се споменават.

За да се изследват лампите за наличие на хармонични в тока е използвана опитната постановка показана на фиг.1 Опитната постановка се състои от мрежов анализатор за качество на захранването HT GSC53N, измервателни клещи, осцилоскоп Hantek DSO5102P, сонда за отчитане на осветеност, тествани LED лампи и персонален компютър за анализ на данните. Лампите се изследват при различна степен на димиране. Лампите, които позволяват и промяна на спектъра са изследвани допълнително при различен спектър. Допълнително е изследвано и наличието на пулсации в светлинния поток.

Наличието на пулсации в светлинния поток се показва с коефициент на пулсации.

Коефициентът на пулсации на светлинния поток се изчисляват съгласно израза (4).

$$k_{\text{пулсации}} = \frac{max - min}{max + min}, \qquad (4)$$

където коефициентът на пулсации е съотношението на разликата и сумата от максималните и минималните стойности на светлинния поток.

Фиг. 1. *Опитна постановка*

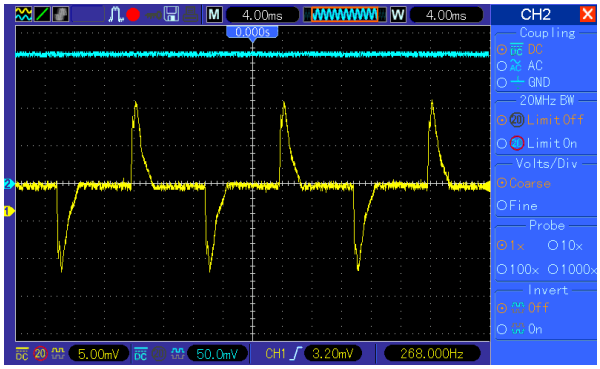
Мрежовият анализатор HT GSC53N дава възможност да се измерват всички електрически величини, касаещи качеството на

електрическата енергия в захранващата мрежа. Всеки светлинен източник е изследван самостоятелно.

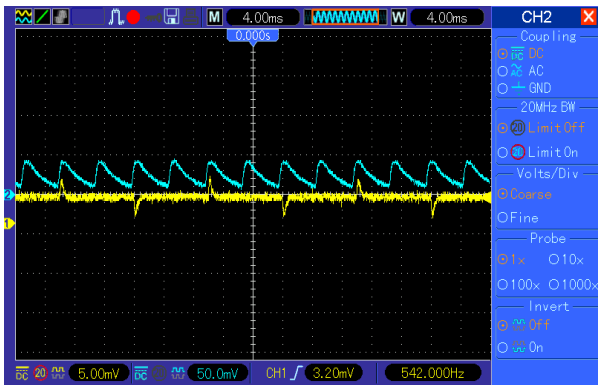
В таблица 5 са показани данни от изследване на димируема LED лампа с дистанционно управление и промяна на цветовете.

Таблица 5

Изследване на димируема LED лампа 9W					
Данни за лампа		Бяла светлина		Червена светлина	
		макс. ст-ст	мин. ст-ст	макс. ст-ст	макс. ст-ст
Напрежение, V		238	238	238	238
Ток, mA		58	5,3	13,3	5,22
Мощност,W		8,6	0,55	1,6	0,53
cosφ		0,62	0,43	0,5	0,44
THDI,%		100	100	100	100
Ток, mA № на хармоник	1	40,2	2,7	7,5	2,6
	3	32,6	2,6	6,9	2,5
	5	20,9	2,2	5,5	2,1
	7	11,8	1,8	4,1	1,7
	9	7,1	1,4	2,9	1,4
	11	5,3	1,1	2	1
	13	3,6		1,3	
	15	1,9			
Ток, % № на хармоник	1	100	100	100	100
	3	81,3	96,2	91,7	96
	5	52,2	80	73,5	80
	7	29,6	65,8	55,5	65
	9	17,7	51,2	39,3	54
	11	13,2	41,2	26,5	40,2
	13	9		17,5	
	15	4,9			



***Фиг. 2** Времедиаграма наблюдавана при работата на светодиодна лампа от таблица 5 при максимална яркост*



***Фиг. 3** Времедиаграма наблюдавана при работата на светодиодна лампа от таблица 5 при минимална яркост*

На фигура 2 се вижда че, лампата от таблица 5 при максимална яркост няма пулсации в светлинния поток, докато при минимална яркост на фигура 3 се появяват пулсации с коефициент на пулсации 75%. При работа в червен, зелен и син цвят независимо от яркостта пулсациите са 16%.

Таблица 6

Изследване на димируем LED плафон 72W			
Данни за лампа		Бяла светлина - максимална	Бяла светлина - минимална
Напрежение, V		238	238
Ток, mA		256	17,5
Мощност,W		36	2,34
cosφ		0,6	0,56
THDI,%		100	100
Ток, mA № на хармоник	1	158,7	10,4
	3	140,8	7,6
	5	105	6,5
	7	72,1	5,6
	9	47,2	4,6
	11	29,3	3,8
	13	20,6	2,8
	15	18,4	2,2
	17	10,8	1,6
	19	7,6	1,5
	21		1,1
Ток, % № на хармоник	1	100	100
	3	88,6	73
	5	66	63,4
	7	44,8	54
	9	29,9	44,4
	11	18,5	36,5
	13	13	26,6
	15	11,6	21,3
	17	6,8	15,7
	19	4,8	15
	21		11,1

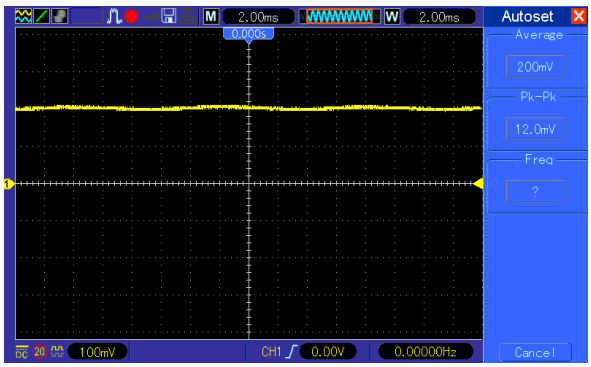
В таблица 6 са показани данни от изследване на димируем LED плафон с дистанционно управление и промяна на цветната температура. Не бяха отчетени пулсации в светлинния поток независимо от спектъра и яркостта.

В таблица 7 са показани резултати при управление на димируема лампа с управление в ключа. Направени са изследвания на две LED лампи на различни производители.

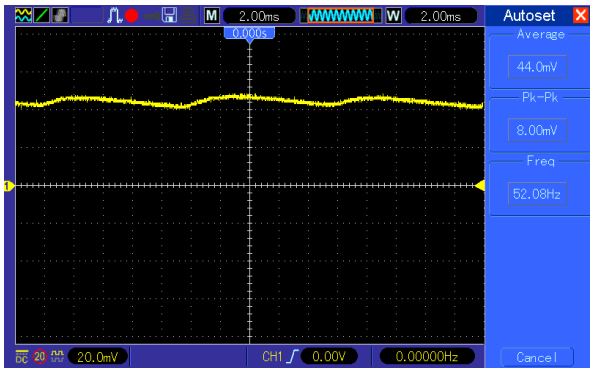
На фигура 4 и фигура 5 са показани времедиаграми на пулсациите получени в светлинния поток при управление в ключа на димируема LED лампа 12W(таблица 7). Пулсациите в светлинния поток на димируемата LED лампа при максимална яркост са 3% и при минимална яркост са 9%.

Таблица 7

Изследване на димируеми LED лампи с управление в ключа					
Данни за лампа		LED лампа 12W		LED лампа 10W	
		макс. ст-ст	мин. ст-ст	макс. ст-ст	мин. ст-ст
Напрежение, V		242	238	238	142
Ток, mA		57,6	17,5	47,4	23,7
Мощност,W		10,9	2,34	10,8	3,5
cosф		0,79	0,56	0,96	0,61
THDI,%		33,1	100	12,5	47
Ток, mA № на хармоник	1	54,7	16,7	46,8	21,3
	3	16,5	12	3,8	9,6
	5	4,7	9,9	4,2	2,7
	7	4	7,4	1,4	1,1
	9	2,1	5,4	-	-
	11	2	3,4	-	-
	13	1,7	2,7	-	-
	15	-	1,7	-	-
Ток, % № на хармоник	1	100	100	100	100
	3	30,3	71,8	8,2	45
	5	8,7	59,1	9	12,4
	7	7,4	43,9	3	5,3
	9	3,9	32,4	-	-
	11	3,6	20,6	-	-
	13	3,1	16,2	46,8	21,3
	15	-	10,2	3,8	9,6

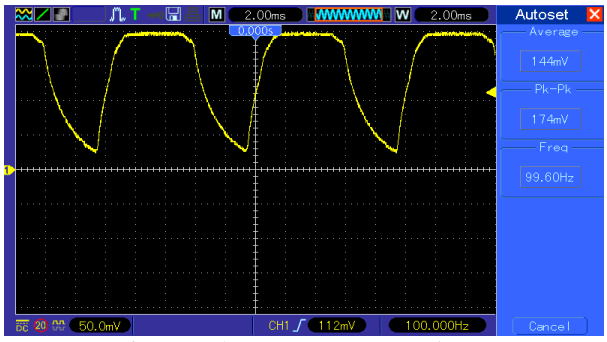


Фиг. 4 *Времедиаграма при работата на светодиодна лампа 12W от таблица 7 при максимална яркост*



Фиг. 5 *Времедиаграма при работата на светодиодна лампа 12W от таблица 7 при минимална яркост*

На фигура 6 е показана времедиаграма на пулсациите получени в светлинния поток при управление в ключа на димируемата LED лампа 10W (таблица 7). Пулсациите в светлинния поток на димируемата LED лампа при максимална яркост са 60%.



Фиг. 6 *Времедиаграма при работата на светодиодна лампа 10W от таблица 7 при максимална яркост*

Таблица 8

Данни за лампа		димируема LED лампа 12W		димируема LED лампа 6,5W	
		светлина		светлина	
Данни за лампа		макс. ст-ст	мин. ст-ст	макс. ст-ст	мин. ст-ст
Напрежение,V		247	247	247	247
Ток, mA		70,8	30,0	40,7	21,2
Мощност,W		11,9	0,4	6	0,2
cosφ		0,69	0,05	0,68	0,04
THDI,%		19,6	55,2	23,1	38,7
Ток, mA	1	69,2	26,3	40,7	21,2
№ на	2	3,3	3	3,4	2,9
хармоник	3	9,3	6,5	3,7	2,9
	4	2,7	2,3	2,9	2,3
	5	7	9,1	4	5
	6	1,9	1,7	2,1	1,8
	7	4,7	4	3,2	-
	8	1,4	1,3	1,5	1,3
	9	2,7	5	3,7	3,2
	10	-	-	-	-
	11	-	3,4	1,9	1,1
	12	-	-	-	-
	13	-	2,2	-	1
	14	-	-	-	-
	15	-	2	1,1	1,4
Ток, %	1	100	100	100	100
№ на	2	4,8	11,5	8,5	13,7
хармоник	3	13,6	24,7	9,1	13,7
	4	4	8,9	7,2	11,1
	5	2,8	34,4	9,9	23,8
	6	6,8	6,5	5,2	8,5
	7	2	15,2	9,0	-
	8	4	4,9	3,8	6,5
	9		19,2	9	15,1
	10			-	-
	11		13	4,6	5,4
	12			-	-
	13		8,6	-	5
	14			-	-
	15		7,8	2,8	6

В таблица 8 са показани резултати при управление на димируеми лампи с триак и дистанционно управление. Пулсациите в светлинния поток на димируема LED лампа 12W при максимална яркост са 14% и 26% при минимална яркост.

При LED лампи свързани към управление с триак и управление в ключа, пулсации в светлинния поток и стойностите на хармоничните съставящи на тока зависят основно от използваната LED лампа.

От направените изследвания беше установено, че при LED лампи с минимални пулсации в светлинния поток има увеличаване стойности на хармоничните съставящи на тока и обратно, при минимални стойности на хармоничните съставящи на тока има увеличаване на пулсациите в светлинния поток. При намаляване на яркостта на лампите чрез димиране, пулсациите в светлинния поток нарастват.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Въз основа на проведено изследване на димируеми светодиодни лампи и светодиодни лампи с възможност за промяна на спектър могат да се направят следните изводи:

1. Има високи стойности на хармоничните съставящи на тока при светодиодни лампи, които нямат пулсации в светлинния поток;

2. Намаляването на пулсациите в светлинния поток при светодиодни лампи е свързано с повишаване на хармоничното замърсяване на електрическата мрежа;

Поради малките мощности при светодиодни лампи спрямо останалите консуматори на мрежата не се наблюдава повишаване на коефициента на нелинейни изкривявания на напрежението.

Високо съдържание на хармоничните съставящи на тока и наличието на пулсации в светлинния поток не е показано от производителя.

Повишените нива на хармоничните съставящи на тока в нулевия проводник водят до високи стойности на тока през нулевия проводник и повишено нагряване и загуби. Тези резултати показват, че практиката на избор на по-малки сечения за нулевите проводници и шини при захранване на промишлени осветители със светодиодни лампи е неподходяща.

REFERENCE

[1] Istalianov R., V Voivodov, Research of harmonic in LED lighting. Bulgarian XV National Conference Lighting BulLight 2014, Bulgaria, Sozopol.

[2 Jettanasen, C., Pothisarn, C., Analytical Study of Harmonics Issued from LED Lamp Driver, International Multi-Conference of Engineers and Computer Scientists (IMECS), Vol II, Hong Kong, March 12 – 14, (2014).

[3] Uddin, S., Shareef, H., Mohamed, A., Hannan, M. A., An analysis of harmonics from LED lamps, Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic

Compatibility, 21-24 May, (2012).
[4] Harmonics from Compact Fluorescent Lamps. IEEE Transactions on industry applications, vol. 29, № 3, May/June 1993.
[5] Petrov P. K., Ts. Varbov, Experimental determination of the pulsation coefficient of the flow, Safety and Occupational Medicine Nr5/2007 ISNN 1311-2740.
[6] EN 61000-3-2:2014 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase).
[7] Tsanev Ts., Sv. Tsvetkova, Power Quality, Sofia, 2011, Publishing House „Avangard Prima" Publishing House ISBN 978-954-323.
[8] Varbov Ts., Kr. Marinov, Research of harmonic in CFL bulbs and LED bulbs, International Scientific Conference, 17-18 November 2017, Gabrovo.

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА РАЗТОЯНИЕТО МЕЖДУ РЕДОВЕТЕ ОТ ФОТОВОЛТАИЧНИ МОДУЛИ ПРИ ФОТОВОЛТАИЧНИ СИСТЕМИ ВЪРХУ ГОДИШНОТО ПРОИЗВОДСТВО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ЧРЕЗ ИЗПОЛЗВАНЕ НА PVGIS-SARAH

Цвятко Колев Върбов
Технически университет - Габрово

RESEARCH OF THE INFLUENCE OF THE INTER-ROW SPACING FOR GROUND MOUNTED PV SYSTEMS ON THE ANNUAL PRODUCTION OF ELECTRIC ENERGY USING PVGIS-SARAH

Tsvyatko Kolev Varbov
Technical University of Gabrovo

Abstract

In this paper, an approach for calculating the effect of inter-row shading on the PV power production has been developed. This article discusses how to calculate the row spacing for PV systems mounted on flat roofs and ground. The information system PVGIS-SARAH was used to obtain the annual electricity production at different orientation of photovoltaic modules. Possibility for increasing the size and the annual electricity production of the photovoltaic system on a given terrain is shown.

Keywords: PV Systems, PVGIS- SARAH, orientation of photovoltaic modules, inter-row spacing.

ВЪВЕДЕНИЕ

Общоприето е, че оптималният ъгъл на наклон на слънчевите панели, за да се постигне максимално годишно събиране на енергия, е ъгълът на географската ширина на мястото. Ако дадена повърхност е наклонена под ъгъл, равен на ъгъла на географската ширина, тя ще бъде обърната точно към Слънцето на слънчевото пладне (в средата на деня) на 21 март и 21 септември.

За щастие, уловената енергия не се променя много даже при значителни отклонения от оптималният ъгъл на наклон на фотоволтаичните панели (географската ширина на България е около 43^{o}). Тази гъвкавост дава възможност за избор на ъгъл на наклон на фотоволтаичните модули съобразен с увеличаване на сезонното производство на електрическа енергия, постигане на равномерно производство или увеличаване на производството от дадена площ.

Достъпът до данни към географската фотоволтаична информационната система PVGIS дава възможност да се намери оптималният наклон фотоволтаичните модули и да се получи информация за произведената електрическа енергия при различна ориентация на фотоволтаичните модули. Чрез данните получени от информационната система PVGIS и изчисляване на разстоянието между редовете от фотоволтаични модули във фотоволтаичен масив може да се получи годишното производство на електрическа енергия от площта на терена на масива. В доклада се изследва влиянието на наклона на фотоволтаичните модули върху годишното производство на електрическа енергия за единица площ от терена на фотоволтаичния масив за конкретен район от територията на България.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Фотоволтаичната географска информационна система (PVGIS) дава информация за слънчевата радиация и географска оценка на разположение при определяне на ефективността на работа на фотоволтаичните системи. Използват се карти даващи информация за слънчева радиация върху хоризонтална и наклонена повърхност. Данните от PVGIS-SARAH са на основа на сателитни данни от периода 2005-2016г. и са в kWh/m2. Системата дава информация и за потенциала на получената електрическа енергия генерирана от фотоволтаична система за 1 kWp[4].

Направените изчисления са за координати: 42.875° с. ш. 25.307° и. д., надм. височина: 490 m (Корпус1 на Технически университет Габрово) .

Методика за изследване на годишното производство на електрическа енергия в зависимост наклона на фотоволтаичните модули и разстоянието между тях чрез използване на информационната система PVGIS и програмата Excel

Събирането на данни от информационната система PVGIS и обработката на данните с програмата Excel е в следната последователност:

Получаване на информация за годишно производство на електрическа енергия при зададено географско положение, ъгъл на наклон и азимут чрез използване на информационната система PVGIS. Задават се загубите в %, които биха се получили в кабелите и инвертора. В конкретният случай са зададени загуби 6%. Данните са за силициеви фотоволтаични модули.

Запис на получената информация за годишно производство на електрическа енергия, според ъгъла на наклон и азимут в таблица на програмата Excel.

Изчисляване на разстоянието между редовете фотоволтаични модули в зависимост от наклона на модула.

Изчисляване на годишното производство на електрическа енергия от фотоволтаичния масив за една година в зависимост от наклона на модулите и разстоянието между редовете за единица площ от терена. Изготвяне графики от данните в таблицата отчитаща това годишно производство на електрическа енергия при наклон на модулите от 0° до 90°.

Събирането на данни от информационната система PVGIS.

За географските координати на гр. Габрово информационната системата PVGIS дава оптимален наклон на фотоволтаичните модули равен на 35˚ и азимут 0˚ за получаване на максимално целогодишно количество електричество от фиксирани фотоволтаични модули.

В таблица 1 са показани стойностите в kWh получени за произведена електрическа енергия за година за зададеното географско положение и ъгъл на наклон при азимут 0˚ с информационната система PVGIS.

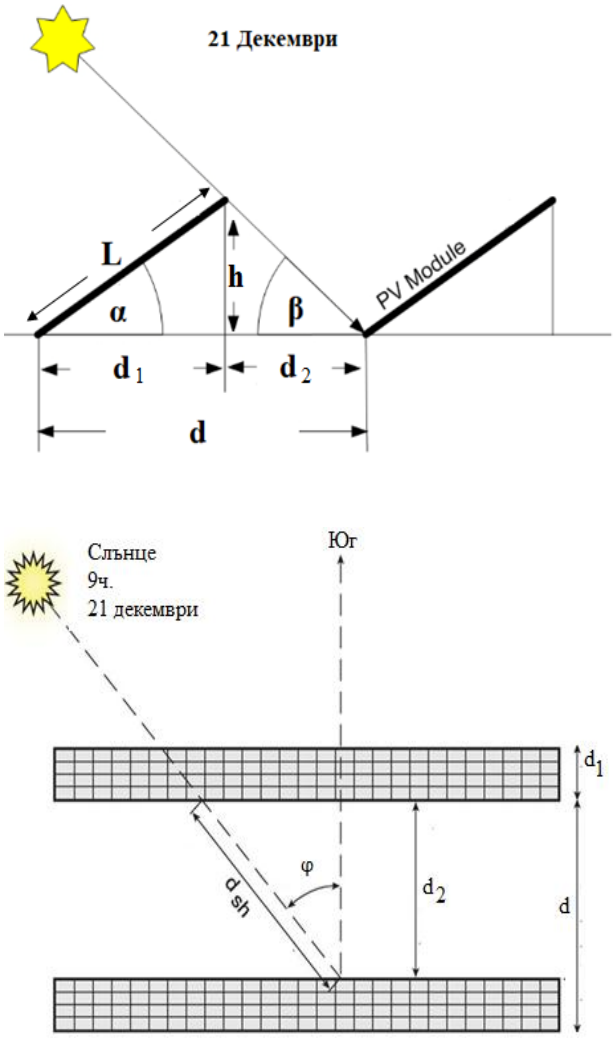
Таблица 1

наклон на модула α	производство на ел. енергия kWh/kWp
0	**1137**
5	**1183**
10	1212
15	1255
20	1280
25	1298
30	1309
35	1313
40	1309
45	1298
50	1280
55	1254
60	1221
65	1181
70	1133
75	1078
80	1016
85	948
90	874

Изчисляване на междуредовото разстояние при фотоволтаична система монтирана на плосък покрив или терен

От междуредово разстояние зависи правилният баланс между максимално количество произведена електрическа енергия от фотоволтаичната система и максимално количество електрическа енергия която можем да произведем от използваната площ. За изчисление на междуредовото разстояние се използват данни за положението на Слънцето в 9ч. при положение, че слънчевото пладне за 21 декември е по- точно в 12 часа. Разглежданият пример е за Габрово, където слънчевото пладне за 21 декември е по-точно в 12 часа и 16 минути. Първона-

чално трябва да изчисли ъгъла на Слънцето и азимута на Слънцето според местоположението за 9 ч (конкретно за Габрово ъгъла на Слънцето и азимута на Слънцето за 9 ч. и 15 мин.) [5].

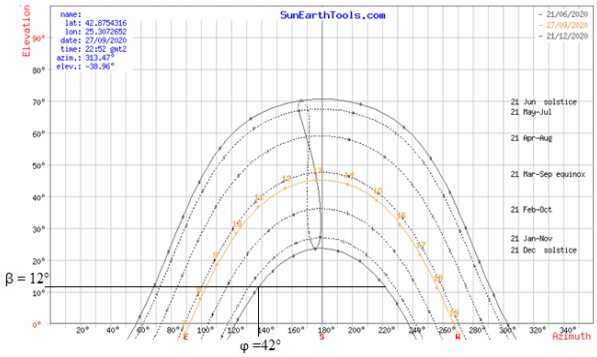


Фиг. 1 *Графики за положение на Слънцето в 9ч. на 21 Декември.*

Използвани са следните означения според фигура 1 при хоризонтални терени:

- наклон на фотоволтаичния модул спрямо хоризонта – α
- височина на фотоволтаичния модул на горната северна страна спрямо терена – h
- дължина на фотоволтаичния модул – L
- разстояние между редове - d
- разстояние под фотоволтаичния модул – d_1
- разстояние зад фотоволтаичния модул (пътека) – d_2
- разстояние на засенчване зад фотоволтаичния модул (според началния час – 9ч.) – d_{sh}
- ъгъл на Слънцето (според началния час – 9ч.) – β
- слънчев азимут (според началния час– 9ч.) - φ

Ъгълът на Слънцето и азимутът на Слънцето могат да се получат от слънчевата диаграма на пътя на Слънцето или от таблични данни [6]. На фигура 2 и таблица 2 са показани конкретните данни за координати: 42.875° с. ш. 25.307°



Фиг. 2 *Слънчевата диаграма на пътя на Слънцето*

Таблица 2

Дата:	21/12/2020 |
координати:	42.8755317, 25.3072214
местоположение:	42.87553170,25.30722140

час	Ъгъл на Слънце	Азимут на Слънце
9:00:00	9.69°	135.16°
9:15:00	11.57°	138.09°
12:15:00	23.69°	179.48°
15:00:00	13.83°	218.05°
15:15:00	12.08°	221.09°

От таблица 2 за 9 ч. и 15 мин. са приети стойности за ъгъл на Слънцето β = 12° и азимут φ =42° използвани при изчисленията.

Използвани са следните формули:

Изчисляване на височината h:

$$h = \sin \alpha \, . \, L \qquad (1)$$

Изчисляване на разстоянието на засенчване d_{sh}:

$$d_{sh} = \frac{h}{tan\,\beta} \quad (2)$$

Изчисляване на разстояние под фотоволтаичния модул:

$$d_1 = \cos\alpha \,.\, L \quad (3)$$

Изчисляване на разстояние зад фотоволтаичния модул (пътека):

$$d_2 = d_{sh} \,.\cos\varphi \quad (4)$$

Изчисляване на междуредово разстояние:

$$d=d_1+d_2 \quad (5)$$

Коефициенти свързани с работата на фотоволтаичната система

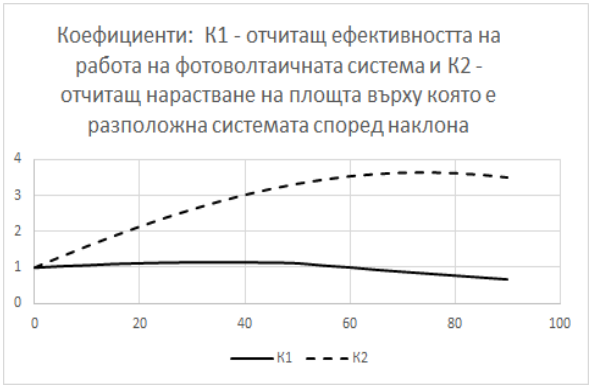
За анализ на работата на фотоволтаичната система се прави сравнение на фотоволтаичната система при различни наклони на фотоволтаичните модули спрямо хоризонтално разположение на модулите.

Коефициентът К1 отчита ефективността на работа на фотоволтаичната система според наклона на модулите спрямо хоризонтално разположение на модулите. Коефициентът К1 е отношение на произведената ел. енергия при конкретен ъгъл на наклон на фотоволтаичните модули спрямо произведената ел. енергия при хоризонтално разположение на модулите. Максималното производство на ел. енергия за конкретните координати е при оптимален ъгъл от 35º.

$$K1=E_\alpha/E_0 \quad (5)$$

$$K2= d/L \quad (6)$$

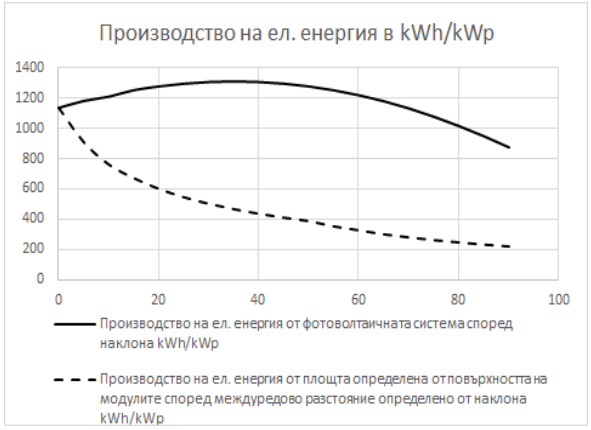
Коефициентът К2 отчита нарастване на площта заемана от фотоволтаичната система според наклона на модулите спрямо хоризонтално разположение на модулите. Коефициентът К2 е отношение на междуредовото разстояние d при конкретен ъгъл на наклон на фотоволтаичните модули спрямо дължината на фотоволтаичния модул L. Площта нараства поради по-голямото засенчване при по-голям наклон на модулите.



Фиг. 3 *Коефициенти свързани с работата на фотоволтаичната система*

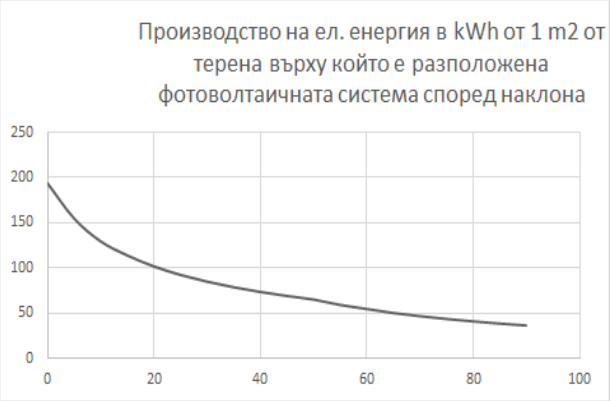
На фигура 3 е показан коефициентът К1 отчитащ ефективността на работа на фотоволтаичната система според наклона на модулите спрямо хоризонтално разположение на модулите. Също така на фигура 3 е показан и коефициентът К2 отчитащ нарастване на площта на която е разположена фотоволтаичната система според наклона на модулите спрямо хоризонтално разположение на модулите.

На фигура 4 е показано производство на ел. енергия при различни ъгли на наклон на модулите. Максималното производство на ел. енергия за конкретните координати е при оптимален ъгъл от 35º. На фигура 4 е показано и производство на ел. енергия според наклона на модулите спрямо площта определена от хоризонтално разположение на модулите. Производството на ел. енергия намалява при нарастване на ъгъла заради по-голямото междуредово разстояние.



Фиг. 4 *Производство на ел. енергия според наклон и междуредово разстояние*

На фигура 5 е показано производство на ел. енергия от 1 m^2 от площта на терена върху който е разположена фотоволтаичната система според наклона на модулите. За конкретния пример са използвани фотоволтаични модули от поликристален силиций (най-масово произвежданите) с мощност 280Wp размери 1650/990mm. Площта на модула е 1,63m^2. Общата площ на фотоволтаична система с мощност 1kWp е 5,88 m^2. Производството на ел. енергия намалява при нарастване на ъгъла заради по-голямото междуредово разстояние.



***Фиг. 5** Производство на ел. енергия от 1 m2 от площта на терена според наклон.*

Таблица 3

наклон на модула α °	Eα – производство На ел. енергия kWh/kWp	коефициент k1 -	коефициент k2 -	производство от единица площ kWh/m2
0	1137	1	1	193,4
5	1183	1,04	1,30	154,6
10	1212	1,07	1,59	129,5
15	1255	1,10	1,87	114,1
20	1280	1,13	2,14	101,9
25	1298	1,14	2,38	92,6
30	1309	1,15	2,61	85,2
35	1313	1,16	2,82	79,1
40	1309	1,15	3,01	73,9
45	1298	1,14	3,18	69,4
50	1280	1,13	3,32	65,5
55	1254	1,06	3,44	59,6
60	1221	1,01	3,53	55,2
65	1181	0,94	3,59	50,7
70	1133	0,88	3,63	47,2
75	1078	0,83	3,64	44,2
80	1016	0,78	3,62	41,5
85	948	0,72	3,57	39,1
90	874	0,67	3,50	36,9

На таблица 3 са показани част от резултатите получени при изчисленията

Площта на фотоволтаичната система при наклон 0º (хоризонтално разположение) е 1137kWh за година. Площта на фотоволтаичната система при оптимален ъгъл от 35º е нараснала на 16,58 m^2 (2,82 пъти спрямо хоризонтално разположение) и производството на ел. енергия е нараснало до 1313kWh за година (1,155 пъти спрямо хоризонтално разположение). Площта на фотоволтаичната система при ъгъл от 15º е нараснала на 11 m^2 (1,87 пъти спрямо хоризонтално разположение) и производството на ел. енергия е нараснало на 1255kWh за година (1,1 пъти спрямо хоризонтално разположение). Намаляването на наклона на фотоволтаичните модули от оптимален на наклон 15º е намалило производството на ел. енергия с 4,4%, но същевременно е намаляла и площта върху която е разположена фотоволтаичната система с 33,6%. Намаляването на наклона на модулите на фотоволтаичната система води до чувствително намаляване на площта заемана от системата при минимално понижаване на произведената енергия.

Върху площ заемана от фотоволтаичната система при оптимален ъгъл може да се разположи по-голяма по мощност фотоволтаична система и да се произведе повече ел. енергия при минимално понижение на ефективността на системата. Върху площ от 16,58 m^2 (площ на фотоволтаичната система 1 kWp при оптимален ъгъл от 35º) можем да разположим фотоволтаичната система 1,5 kWp при ъгъл на наклон на модулите от 15º, която да има производството на ел. енергия от 1882,5kWh. Производството е нараснало 43,4%, т.е. има много по-добро използване на терена за производство на ел. енергия. В таблица 3 е показано годишно производство на ел. енергия е 79,1 kWh/m^2 при оптимален ъгъл на наклон на фотоволтаичните модули, докато при ъгъл на наклон 15 º годишното производство на ел. енергия е нарастнало до 114,1 kWh/m^2.

При по-малък наклон на фотоволтаичните модули от 15º може да има проблеми със по-голямо запрашване на модулите.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

За района на град Габрово максимално производство на електрическа енергия от

фотоволтаична система е при оптималния наклон на фотоволтаичните модули 35 градуса и нула градуса азимут. От таблица 1 се вижда, че при 15 градуса наклон на модулите и азимут нула градуса, производство на електрическа енергия е намаляло с 4,4%. Същевременно площта на която е разположена фотоволтаичната система е намаля с 33,6%.

При наклон от 15 градуса на фотоволтаичните модули имаме по-добро използване на терените, на които е разположена фотоволтаичната система, поради по-малкото междуредово разстояние във фотоволтаичния масив.

Наклон от 15 градуса на фотоволтаичните модули води до възможност за нарастване на инсталираната мощност на фотоволтаичната и нарастване с 43,4% на производството на електрическа енергия от конкретен терен, при минимално понижаване на ефективността на работа на фотоволтаичната система. Това е особено актуално там където площта за разположение на фотоволтаични системи е ограничена или цената на терените е висока.

REFERENCE

[1] Ts. Varbov, Research of the influence of the orientation of the pv modules on the annual production of electric energy in PV systems using PVGIS-CMSAF, International scientific conference Unitech'17 17-18 November 2017, Gabrovo

[2] Ts. Varbov, K. Ivanov, Engineering method for estimates of the economic efficiency of PV systems connected to electricity distribution network, Scientific conference with international participation "Stara Zagora 2004" June 3-4, 2004.

[3] Ts. Varbov, K. Ivanov, Grid parity for PV systems, International scientific conference Unitech'15, Габрово, 20-23. November.2015

[4] http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps4/pvest.php

[5] http://esunsolar.in/how-to-calculate-inter-row-spacing-on-ground-or-flat-roof-top-solar-plant/

[6]https://www.sunearthtools.com/dp/tools/pos_sun.php?lang=en

[7] Y. Stefanov, K. Ivanov, P. Petrov, A study for an optimization of a hybrid renewable energy system as a part of decentralized power supply International Jurnal Smart Grid and Clean Energy, Vol.6, Nr3, July 2017, ISSN 2315-4462, p.141-149

[8] K. Ivanov, G.Velev,P. Petrov, Study of a PV plant connected to a side 20 kv, International scientific conference Unitech'19, Габрово, 15-16 November 2019, ISSN 1313-230X, p. i130 – i135.

INFLUENCE OF INDIVIDUAL STANDARD UNCERTAINTIES ON TOTAL UNCERTAINTY OF ENERGY EFFICIENCY OF A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR

Branko Koprivica[1], Alenka Milovanović[1], Srđan Divac[*], Marko Šućurović[2]

University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences Čačak Svetog Save 65, 32000 Čačak, Serbia
[1]Department of Electrical and Electronic Engineering, [2]Department of Power Engineering,
[*]PhD Scholarship of the Ministry of Education, Science and Technological Development of Serbia

Abstract

The aim of this paper is to present an analysis of the influence of individual standard measurement uncertainties on the total measurement uncertainty of energy efficiency of electrical machines. Energy efficiency has been measured by direct method in accordance to international standard IEC 60034-2-1 and its model has been determined. Measurement uncertainties of all electrical and mechanical quantities have been varied within practical limits and used for calculation of combined and extended measurement uncertainty according to the model. A variation of total uncertainty with each individual uncertainty has been presented and analysed. The paper contains the results of calculation of measurement uncertainty, as well as a discussion of all the results presented.

Keywords: measurement uncertainty, energy efficiency, electrical machines.

INTRODUCTION

Laboratory setup for direct method of measurement of energy efficiency of induction motor, as well as appropriate mathematical model of the efficiency was presented in [1]. Measurements were made in accordance with IEC standards [2, 3]. Based on the measurements and mathematical model expanded uncertainty budget was formed according to JCGM [4]. It was found that, at rated power, relative uncertainty of energy efficiency of the tested motor was much lower than the one proposed by standard [2].

Based on the standard IEC 60034-2-1 [5], recommended accuracy parameters for each device used in efficiency measurement are: the accuracy class of measuring instruments for electrical quantities should be 0.2, the errors of the instrument transformers are not greater than ±0.5% or ±0.3% (depending on the used measuring method), the torque measurements should have accuracy of ±0.2% of full scale and the speed measurement should be accurate within 0,1% or 1 revolution per minute whichever gives the least error. However, the accuracy class of the available instrumentation can often vary from these values. This can have significant influence on reported energy efficiency.

This paper presents the results for expanded uncertainty of energy efficiency of induction motor under variable standard uncertainty of used measurement equipment. Also, analysis and appropriate discussion of the results obtained are given in the paper.

MATHEMATICAL MODEL OF ENERGY EFFICIENCY AND ITS UNCERTAINTY

As presented in [1], mathematical model of energy efficiency of the motor can be presented as:

$$\eta = \frac{2\pi k_T U_T p}{K_{CT} k_n \Delta t \left(U_1 I_1 + U_2 I_2 + U_3 I_3\right)\cos\varphi} 100 \ [\%] . \quad (1)$$

Mathematical expression for combined standard uncertainty is:

$$u_c = \sqrt{\sum_i \left(c_i u\left(x_i\right)\right)^2} , \quad (2)$$

where $c_i = \partial\eta/\partial x_i$, x_i are input (influential) quantities in the mathematical model (1) and $u(x_i)$ are their standard uncertainties.

Standard uncertainties and ranges of used measurement equipment are given by the manufacturers under the assumption of rectangular distribution of the results, so that:

$$u(U_i)=\left(\frac{\delta_{U_{iR}}}{100}U_i+\frac{\delta_{U_{iM}}}{100}U_{\max}\right)\Big/\sqrt{3}\ \ [\mathrm{V}],\ \ i=1,2,3,$$

$$U_{\max}=425\,[\mathrm{V}],$$

$$u(I_i)=\left(\frac{\delta_{I_{iR}}}{100}I_i+\frac{\delta_{I_{iM}}}{100}I_{\max}\right)\Big/\sqrt{3}\ [\mathrm{A}],\ \ i=1,2,3,$$

$$I_{\max}=7.07\,[\mathrm{A}],$$

$$u(U_T)=\left(\frac{\delta_{U_{TR}}}{100}U_T+\frac{\delta_{U_{TM}}}{100}U_{T\max}\right)\Big/\sqrt{3}\ \ [\mathrm{V}],$$

$$U_{T\max}=10.4\ [\mathrm{V}], \qquad (3)$$

$$u(K_{CT})=\left(\frac{\delta_{K_{CT}}}{100}K_{CT}\right)\Big/\sqrt{3}\ \ [\mathrm{A/A}],$$

$$u(k_T)=\left(\frac{\delta_{k_T}}{100}k_T\right)\Big/\sqrt{3}\ \ [\mathrm{Nm/V}],$$

$$u(p)=\frac{\Delta p}{\sqrt{3}}\ \ [\mathrm{imp}].$$

Parameters δ_{UiR}, δ_{UiM}, δ_{IiR}, δ_{IiM}, δ_{UTR} and δ_{UTM}, in (3) represent Gain Error and Offset Error of acquisition systems, while δ_{KCT} and δ_{kT} represent accuracy classes of current transformers and torque sensor sensitivity, respectively. Parameter Δp, corresponds to the resolution of the encoder.

These parameters are known for the used equipment. For the purpose of the analysis presented in this paper the parameters are taken to be variable in order to investigate their influence on expanded uncertainty.

The influence of individual accuracy parameter on expanded uncertainty with the coverage factor of k=2 is analysed in the following section.

CALCULATION RESULTS AND DISCUSSION

Table 1 presents rated data for the tested induction motor. It was chosen for testing because the efficiency class was unknown.

Table 1
Rated data of tested motor

U_n [V]	I_n [A]	f_n [Hz]	n_n [rpm]	P_n [kW]	n_s [rpm]	cosφ
220	6	50	920	1.1	1000	0.7

Table 2 presents data for rated ratio of current transformers K_{CT}, rated sensitivities of the torque and speed sensors (k_T and k_n), as well as time interval between measurements Δt.

Table 2
Data for current transformers, sensors and acquisition interval

K_{CT} [A/A]	k_T [Nm/V]	k_n [imp/rot]	Δt [s]
2	2	360	1

Table 3 presents measured values of all quantities obtained during the determination of energy efficiency.

Table 3
Measurement results

Input quantity	x_i	*Input quantity*	x_i
U_1 [V]	220.28	I_2 [A]	3.42
U_2 [V]	216.33	I_3 [A]	3.41
U_3 [V]	217.41	U_T [V]	5.63
I_1 [A]	3.49	p [imp]	5598

Tables 4 to 7 show results of calculation of expanded uncertainty of energy efficiency obtained for variable accuracy parameters δ_{UiR}, δ_{UiM}, δ_{IiR}, δ_{IiM}, δ_{UTR}, δ_{UTM}, δ_{KCT}, δ_{kT} and Δp. Calculations have been performed so that only one parameter has been varied while other parameters were constant having actual values given by manufacturers (bold numbers).

Results of variation of the expanded measurement uncertainty of energy efficiency with the accuracy parameters of voltage, current and torque acquisition system are presented in Tables 4, 5 and 6, respectively.

Table 4

Variation of expanded measurement uncertainty with accuracy parameters of voltage acquisition

$\delta_{U_{iM}}$	$\delta_{U_{iR}}$	ku_c [%]	$\delta_{U_{iR}}$	$\delta_{U_{iM}}$	ku_c [%]
0.008	0.005	0.2730	**0.05**	0.001	0.2739
	0.01	0.2731		0.002	0.2740
	0.02	0.2734		0.005	0.2743
	0.05	0.2746		**0.008**	0.2746
	0.1	0.2782		0.02	0.2760
	0.2	0.2909		0.05	0.2815
	0.5	0.3641		0.1	0.2961
	1	0.5477		0.2	0.3421
	2.5	1.2075		0.5	0.5529
	5	2.3611		1	0.9773

Table 5

Variation of expanded measurement uncertainty with accuracy parameters of current acquisition

$\delta_{I_{iM}}$	$\delta_{I_{iR}}$	ku_c [%]	$\delta_{I_{iR}}$	$\delta_{I_{iM}}$	ku_c [%]
0.05	0.01	0.2552	**0.1**	0.005	0.2412
	0.02	0.2571		0.01	0.2436
	0.05	0.2632		0.02	0.2495
	0.1	0.2746		**0.05**	0.2746
	0.2	0.3016		0.1	0.3348
	0.5	0.4047		0.2	0.4907
	1	0.6105		0.5	1.0345
	2.5	1.2866		1	1.9822
	5	2.4453		2.5	4.8563

Table 6

Variation of expanded measurement uncertainty with accuracy parameters of torque acquisition

$\delta_{U_{TM}}$	$\delta_{U_{TR}}$	ku_c [%]	$\delta_{U_{TR}}$	$\delta_{U_{TM}}$	ku_c [%]
0.014	0.002	0.2730	**0.02**	0.002	0.2727
	0.005	0.2732		0.005	0.2731
	0.01	0.2736		0.01	0.2738
	0.02	0.2746		**0.014**	0.2746
	0.05	0.2789		0.02	0.2759
	0.1	0.2905		0.05	0.2869
	0.2	0.3278		0.1	0.3186
	0.5	0.5053		0.2	0.4165
	1	0.8742		0.5	0.8111
	2.5	2.0635		1	1.5363

Results of variation of the expanded measurement uncertainty of energy efficiency with the accuracy parameters of current transformers, torque sensor and speed sensor are presented in Table 7.

Table 7

Variation of expanded measurement uncertainty with accuracy parameters of current transformers, torque sensor and speed sensor

$\delta_{K_{CT}}$	ku_c [%]	δ_{k_T}	ku_c [%]	Δp	ku_c [%]
0.05	0.2254	0.05	0.2254	0.05	0.2742
0.1	0.2361	0.1	0.2361	0.1	0.2742
0.2	0.2746	**0.2**	0.2746	0.2	0.2742
0.5	0.4616	0.5	0.4616	0.5	0.2743
1	0.8396	1	0.8396	**1**	0.2746
2	1.6348	2	1.6348	2	0.2757
2.5	2.0367	2.5	2.0367	2.5	0.2766
5	4.0552	5	4.0552	5	0.2836

According to the results presented in Tables 4 to 7, decreasing of the accuracy parameters bellow actual values for used equipment has a slight influence on the value of expanded uncertainty of energy efficiency of the induction motor. Also, their increase up to five times slightly influences the expanded uncertainty. However, their increase more than five times can have significant influence and can rise the expanded uncertainty more than five times, as can be expected.

Further increase of the measurement uncertainty can be obtained if two or more accuracy parameters increase simultaneously.

According to standard IEC 60034-1 [2], relative uncertainty of the measured efficiency should not be higher than 4.5% of its value, meaning, for estimated efficiency of 70.13% [1], highest acceptable value of uncertainty is $70.13 \cdot 4.5/100 = 3.16\%$. This condition has been met in almost all analysed cases which are related to variation of individual accuracy parameters. However, usage of two or more measuring instruments with lower accuracy than recommended by the standard IEC 60034-2-1 can lead to significant increase of the measurement uncertainty above acceptable value. Therefore, an attention should be paid to the selection of measuring equipment.

CONCLUSION

This paper presents the analysis of influence of individual standard measurement uncertainties on the expanded measurement uncertainty of energy efficiency of induction motor.

Expanded measurement uncertainty has been calculated according to the mathematical model of energy efficiency. Variation of standard uncertainties was performed by variation of accuracy parameters of each measuring device separately, over the range of realistic and standardised values.

It has been found that the decrease or slight increase of the accuracy parameters bellow values recommended by IEC standard has no significant influence on the expanded uncertainty. However, increase of accuracy parameters more than five times have significant influence on the calculated uncertainty. The worst case would be simultaneous increase of two or more accuracy parameters.

ACKNOWLEDGEMENTS

This study was supported by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia, and these results are parts of the Grant No. 451-03-68/2020-14/200132 with University of Kragujevac - Faculty of Technical Sciences Čačak.

REFERENCE

[1] B. Koprivica, M. Šućurović, A. Milovanović, S. Divac: Measurement Uncertainty of Test Station for Measurement of Energy Efficiency of Electrical Machines, International Scientific Conference UNITECH 2019, 15-16 Nov. 2019, Gabrovo, Bulgaria, pp. I-74 - I-77.

[2] IEC 60034-2-1 - Rotating Electrical Machines - Part 2-1: Standard Methods for Determining Losses and Efficiency from Tests (Excluding Machines for Traction Vehicles), Geneva, Switzerland, Sept. 2007.

[3] IEC 60034-1 - Rotating Electrical Machines - Part 1: Rating and Performance, Geneva, Switzerland, Feb. 2010.

[4] JCGM 100: Evaluation of Measurement Data - Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, Sept. 2008.

[5] IEC 60034-2-1: Rotating electrical machines – Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles), Sept. 2007.

ДИНАМИЧЕН ТЕМПЕРАТУРЕН МОДЕЛ НА ИНДУСТРИАЛЕН LED ОСВЕТИТЕЛ

Христо Ибришимов[1]
[1]*Технически университет - Габрово*

DYNAMIC TEMPERATURE MODELING OF INDUSTRIAL LED LUMINAIRE

Hristo Ibrishimov[1]
[1] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

In this paper dynamic temperature modeling of industrial LED luminaire with nominal power 120 W are presented. Results for the temperature distribution at different electrical power of the luminaire and different ambient (operating) temperature were obtained. The results were verified by thermal imaging.

Keywords: 3D model of industrial luminaire, Comsol Multiphysics, dynamic temperature model.

ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години технологиите позволиха създаването на светодиоди с голяма единична мощност 5W, голям светлинен добив в диапазона 130-150 lm/W и дълго експлоатационно време до 50 000 часа. Основният фактор влияещ на експлоатационното време е работната температура на кристала и околната среда в близост до светодиода[1,2]. Това формулира една от основните инженерни задачи при конструирането на LED осветители - охлаждането на светодиодите. Недоброто охлаждане влияе пряко не само на времето за експлоатация, но и на светлинния добив и при недобро охлаждане води до прегряване и дефектиране на светодиодите. Правилният избор на охлаждане на осветителя изисква много добро познаване на процесите на предаване и отдаване на топлинна енергия. При осветители със сложна геометрия на охлаждащата система или сложна геометрия на разположението на светодиодите намирането на аналитично решение на температурата е затруднено и в тези случаи се използват модели на базата на числени методи.

Основните предимства на числените методи пред аналитичните са[3]:

- структурата на модела съответства на структурата на физическата задача;
- не са ограничени от сложността на геометрията на тялото или нелинейността на задачата;
- не са ограничени от физичните величини и тяхното изменение;
- не са ограничени от координатите.

Цел на настоящият доклад е създаване на 3D динамичен модел на индустриален LED осветител, позволяващ изследване на неговата ефективност по отношение на разсейването на отделената топлина при работата му, при различни температури на околната среда.

ИЗЛОЖЕНИЕ

За създаване на 3D модел на индустриален LED осветител се използва програмният продукт Comsol Multiphysics, базиран на метода на крайните елементи. При съставяне на модела се прави допускането, че физичните величини - коефициент на топлопроводност, специфичен топлинен капаци-

тет на материалите в състава на модела се приемат за константи, това е продиктувано от сравнително ниските работни температури;

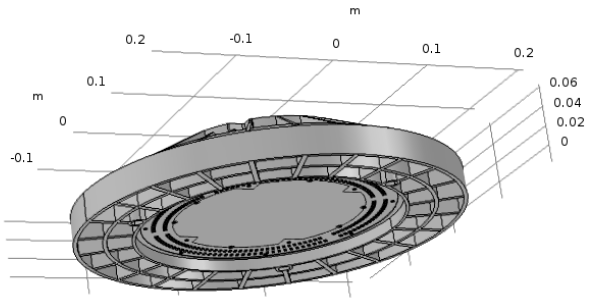
В таблица 1 са представени основните параметри необходими за моделирането на осветителя[4-6].

***Таблица 1**. Необходими параметри*

Алуминий	
Коефициент на топлопроводност λ, W/m.K	200
Специфичен топлинен капацитет C, J/kg.K	900
Плътност ρ, kg/m^3	2700
Печатна платка (FR4)	
Коефициент на топлопроводност λ, W/m.K	0.3
Специфичен топлинен капацитет C, J/kg.K	1369
Плътност ρ, kg/m^3	1900
Мед	
Коефициент на топлопроводност λ, W/m.K	400
Специфичен топлинен капацитет C, J/kg.K	385
Плътност ρ, kg/m^3	8600
Въздух	
Коефициент на топлопроводност λ, W/m.K	0.024
Специфичен топлинен капацитет C, J/kg.K	1000
Плътност ρ, kg/m^3	1.25
Контактна термопроводима паста	
Коефициент на топлопроводност λ, W/m.K	130
Коефициент на излъчване ε	0.81
Коефициент на естествена конвекция h, W/m.K	12
Активна мощност на диод P, W	0.43
Мощност на осветител	120
Брой диоди	216
Време t, s	3600

Използва се модула Heat Transfer in Solid. За описания на контактното съпротивление на платката към радиатора се създават два слоя- мед (0.15mm) и контактна паста (0.1 mm), необходимите параметри на които са представени в таблица 1. Те се разполагат на долната страна на печатната платка към радиатора. Светодиодите са опроводени от горната страна на платката.

На фиг. 1 е представен 3D модел на индустриален осветител на фирма АТРА 120 W.

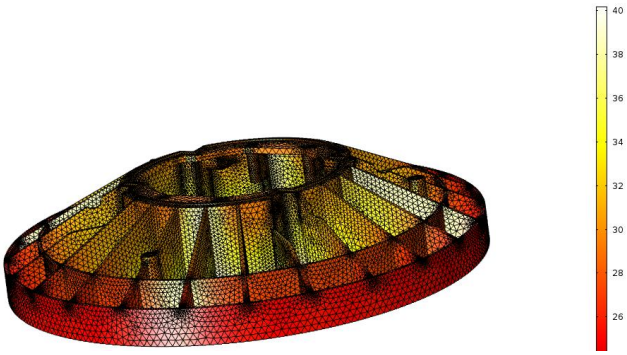


***Фиг. 1.** 3D модел на индустриален осветител.*

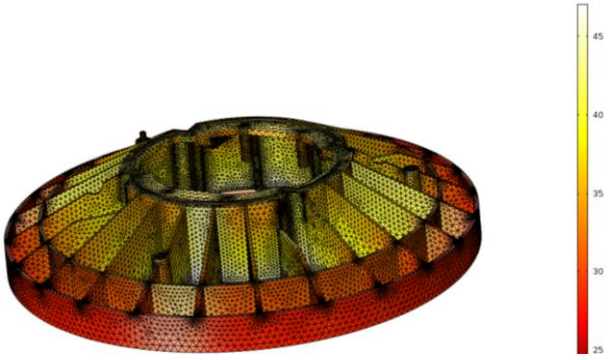
Топлинната задача се формулира посредством мощността на диодите, като за всеки един диод се задава разсейвана мощност.

Изследване на максималната температура на корпуса на осветителя от температурата на околната среда.

На фиг.2-фиг.5 са представени резултати от моделиране на температурата на осветителя по отношение на температурата на околната среда при постоянна мощност.



***Фиг. 2.** Разпределение на температурата при 120 W и температура на околната среда 10 ºC.*



***Фиг. 3.** Разпределение на температурата при 120 W и температура на околната среда 20 ºC.*

Максималната температура на осветителя при температура на околната среда 10 ºC е 40.6 ºC, при 20 ºC - 46.1 ºC, 30 ºC -50.3 ºC, 35 ºC-55.94 ºC. От фигурите се вижда, че температурата е неравномерно разпределена в корпуса на осветителя. В крайните части тя не надвишава 25 ºC.

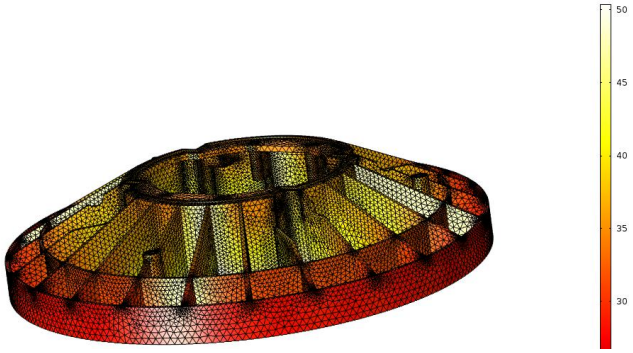
За оценка на разпределението на температурата в обема на корпуса V на осветителя се използва интегрална температура[7]:

$$\bar{T} = \frac{1}{V}\int_{(V)} T dv. \qquad (1)$$

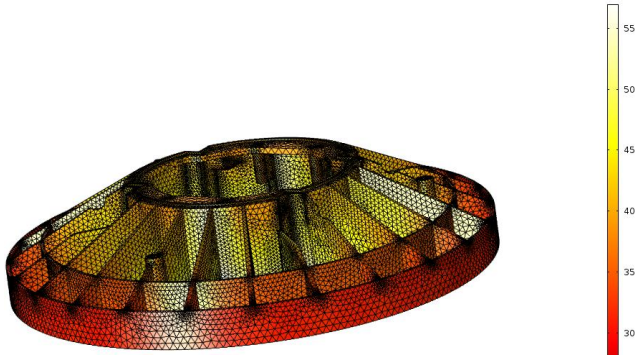
Общото количество топлина ΔQ, което постъпва в осветителя за време Δτ може да бъде определено посредством:

$$\Delta Q = c\rho V \frac{1}{V}\int_{(V)} T_2 - T_1 dv, = c\rho V \frac{1}{V}\left(\bar{T}_2 - \bar{T}_1\right), \qquad (2)$$

където с-специфичен температурен капацитет, ρ -плътност, T_2 - T_1 – е разликата в интегралните температури при нагряването $T_2 > T_1$.



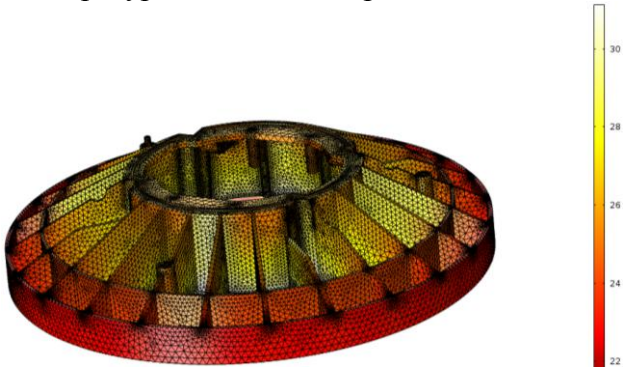
Фиг. 4. *Разпределение на температурата при 120 W и температура на околната среда 30 ºC.*



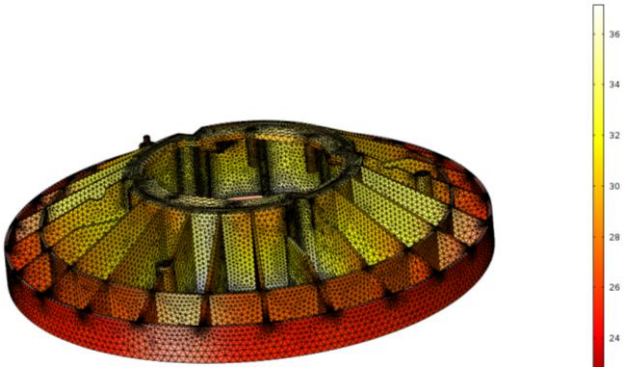
Фиг. 5. *Разпределение на температурата при 120 W и температура на околната среда 35 ºC.*

Изследване на максималната температура на корпуса на осветителя от мощността на осветителя .

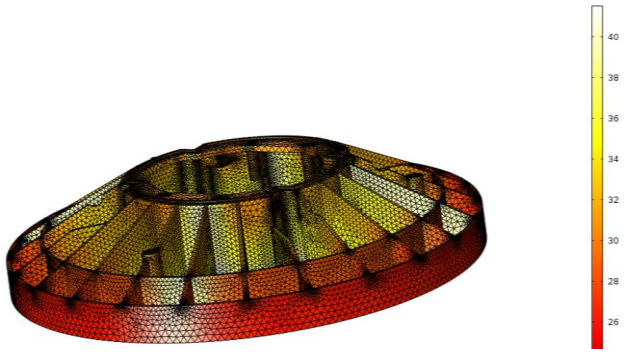
На фиг. 6 - фиг. 9 са представени резултати от моделиране на температурата на корпуса на осветителя от електрическата мощност при 40 %, 60%, 80% и 100% от номиналната мощност 120 W при постоянна температура на околната среда 20 ºC.



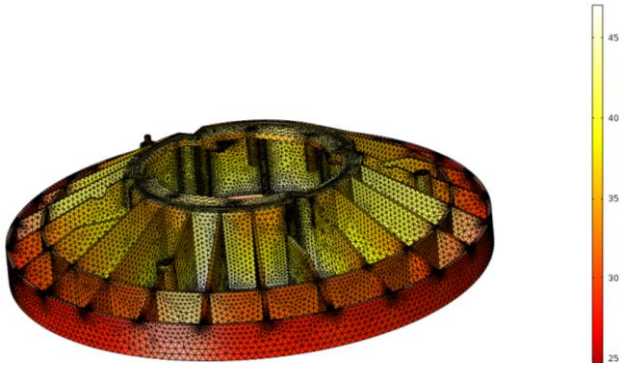
Фиг. 6. *Разпределение на температурата в корпуса на осветителя при 48 W и на околната среда 20 ºC.*



Фиг. 7. *Разпределение на температурата в корпуса на осветителя при 72 W и на околната среда 20 ºC.*



Фиг. 8. *Разпределение на температурата в корпуса на осветителя при 96 W и на околната среда 20 ºC.*

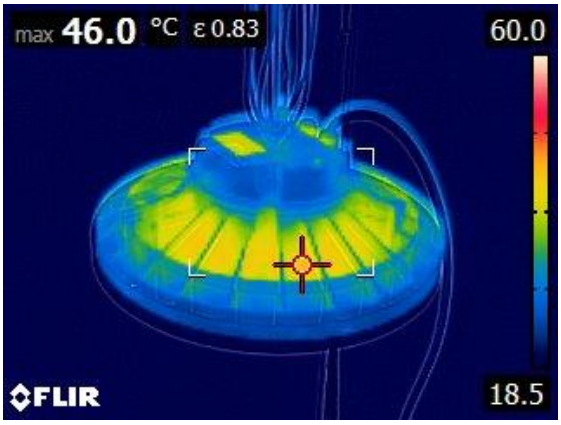


Фиг. 9. *Разпределение на температурата в корпуса на осветителя при 120 W и на околната среда 20 ºC.*

От представените резултати се вижда, че температурата нараства почти линейно, с линейното увеличаване на мощността на осветителя.

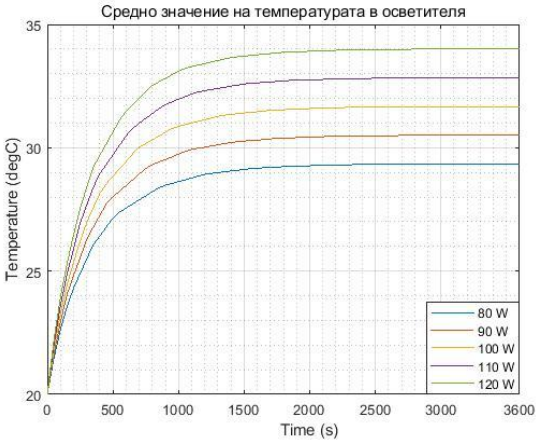
Верифициране на модела.

За верификация на модела се използва термовизионно изследване посредством термовизионна камера Flir E6. На фиг. 10 е представено термовизионно изследване на индустриален осветител при температура на околната среда 20 ºC и мощност на осветителя 120 W. Измерването се извършва през 10 min до достигане на установената температура.



Фиг. 10. *Термовизионно изследване на индустриален LED осветител при температура на околната среда 20 ºC и мощност 120W..*

На фиг. 11 е представена интегралната температура на осветителя при мощност 80-120 W. Времето за установяване на температурата е 2800 s.



Фиг. 11. *Средно значение на температурата на осветителя при различна електрическа мощност и температура на околната среда 20 ºC.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработен е динамичен температурен модел на индустриален LED осветител. Резултатите от модела са съпоставени с термовизионно изследване. От направеното верифициране на модела се потвърждава необходимата за практиката точност, като грешката при различните изследвания не надвишава 7%.

Като обект на бъдеща работа могат да се посочат две направления на развитието на модела:

1. Надграждане на модела за изследване на светотехническите характеристики на осветителя и тяхното изменение от работната му температура;
2. Използване на модела за оптимизация на охлаждането на светодиодите.

REFERENCE

[1] Vasilev, H., V. Georgiev, G. Ganchev. Diffuse LED luminaire. International Scientific Conference Unitech'09, 20-21.11.2009, Gabrovo, Vol. I, pp 87-93

[2] Tsankov, P., M. Yovchev. Thermal imaging study of the process of heating up to steady state of LED luminaires, International Scientific Conference Unitech 2015, 20-21.11.2009, Gabrovo, Vol. I, pp 78-83

[3] Yachev, I., I. Marinova. Numerical methods for modeling chains and fields Part I. S., Publishing House of Technical University Sofia, 2011, ISBN 978-954-438-652-8.

[4] W. H. A. Schilders and S. Lungten, "Model order reduction for dynamic thermal models of LED packages," 2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Reykjavik, 2018, pp. 1-3, doi: 10.1109/NEMO.2018.8503163.

[5] B. Shieh, F. Zeng, S. W. Ricky Lee and G. Yang, "Measurement of Dynamic Junction Temperature for LED Flash Units of Camera," 2018 19th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), Shanghai, 2018, pp. 1692-1695, doi: 10.1109/ICEPT.2018.8480831.

[6] Xiaobo Jiang, Jianfei Dong, Cheng Guo and Guoqi Zhang, "Building dynamic models of LED lamps by system identification methods," 2013 10th China International Forum on Solid State Lighting (ChinaSSL), Beijing, 2013, pp. 56-60, doi: 10.1109/SSLCHINA.2013.7177313.

[7] Lykov, A., V. Heat Conduction Theory. Moskow, 1967, pp.30-32.

МОДЕЛИРАНЕ НА ПЛАНАРЕН ТРАНСФОРМАТОР ЗА DC DC ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ

Христо Ибришимов[1]
[1]*Технически университет-Габрово*

MODELING OF PLANAR TRANSFORMER FOR DC DC CONVERTER

Hristo Ibrishimov[1]
[1] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

This paper presents to the modeling of a planar high frequency pulse transformer for a DC / DC converter. Results for electromagnetic induction with and without an air gap are presented. To verify the results, simulation of the mode of operation of the bridge is converted using a specialized product LT Spice.

Keywords: planar transformer; modeling, bridge converter.

ВЪВЕДЕНИЕ

Основен компонент в силовите електронни устройства са магнитните елементи – трансформатори и дросели. В материалите, които се използват за направа на магнитните елементи, зависимостта на магнитната индукция от интензитета на магнитното поле е нелинейна и нееднозначна поради хистерезисните явления[1]. Това съществено усложнява проектирането им и не позволява разработването на универсални решения на магнитни елементи.

Високочестотният трансформатор е основен компонент на галванично разделените импулсни преобразуватели, определянето на еквивалентните му параметри е основна инженерна задача при проектирането им. Може да се каже, че ефективността на импулсния преобразувател до голяма степен се определя от правилния избор на броя на навивките, плътността на тока, материала на магнитопровода, въздушната междина, сечението на намотките и други конструктивни параметри на трансформатора. Поради нееднозначността и нелинейния характер на характеристиките и импулсния режим на работа, определянето на параметрите на трансформатора по аналитичен път е усложнено.

Планарните трансформатори се използват широко в импулсните преобразуватели. Честотният им обхват е от 20 kHz до няколко мегахерца и мощност от 10 W до 10 kW. Те съчетават в себе си няколко основни предимства:

- изпълнението на намотките в многослойна печатна платка е по-лесно, отколкото навиването им около ядрото с литцендрат;
- по-компактни размери;
- по-добро охлаждане;
- по-ниска себестойност.

Основните недостатъци на планарните трансформатори са:

- голям собствен капацитет на намотките, поради близкото разстояние между пистите;
- затруднена повторяемост на параметрите, поради сложното сглобяване на трансформатора;
- намален коефициент на използване на прозореца на магнитопровода.

В последните години моделирането и оптимизацията на магнитните елементи с

помощта на числени методи, се наложиха като основен подход при проектирането им.

Цел на настоящият доклад е съставяне на 3D модел на високочестотен планарен трансформатор за DC/DC преобразувател и определяне на параметрите му, необходими за изчисляване на преобразувателя.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Създаване на геометричен модел.

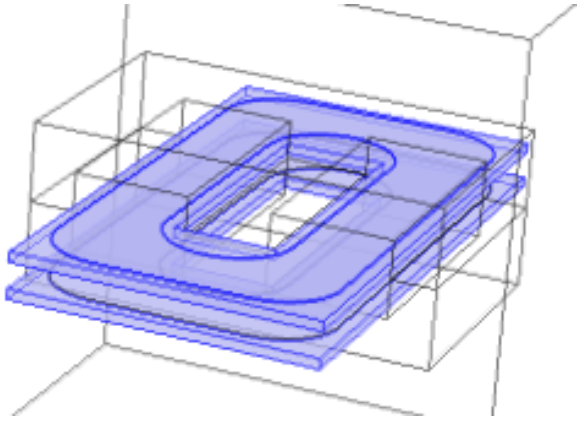
Планарният трансформатор обект на настоящото моделиране влиза в състава на високочестотен импулсен галванично разделен преобразувател с параметри: $U_{вхmax}$=330 V, $U_{изх}$=48 V, $I_{изх}$=50 A, f=100 kHz, кпд > 94 %, коефициент на пулсации на изходното напрежение <1%. Поради относително високата изходна мощност е целесъобразно да се използва мостова схема и планарен трансформатор с магнитопровод с Е образно сечение, вид Е32/6/20.

Таблица 1. Резултати от първоначално изчисление на мостовия преобразувател и планарния трансформатор

DC/DC мостов преобразувател	
Ефективна стойност на тока през транзисторите I, A	11
Намагнитваща индуктивност L, mH	1,7
Необходим коефициент на трансформация n	4
Максимален изходен ток $I_{изх}$, A	55
Коефициент на запълване, D	0,4
Планарен трансформатор	
Брой навивки на първичната намотка	12
Брой навивки на вторичната намотка	3
Работна индукция B, T	0,25

При така зададените параметри се използва методика за първоначално изчисление на мостов високочестотен преобразувател представена в [2]. Планарният трансформатор се изчислява посредством методиките представени в [3,4]. Основните резултати от изчисленията са представени в таблица 1.

За моделирането на планарният трансформатор се използва програмния продукт Comsol Multiphysics. Съставеният модел е показан на фиг.1.



***Фиг. 1**. Геометричен модел за моделиране на планарен трансформатор.*

При съставянето на модела са приети следните опростявания: не се моделира температурния режим на работа на трансформатора, не се моделират собствените капацитети между намотките, намотката е представена под формата на правоъгълник с предварително зададени брой навивки.

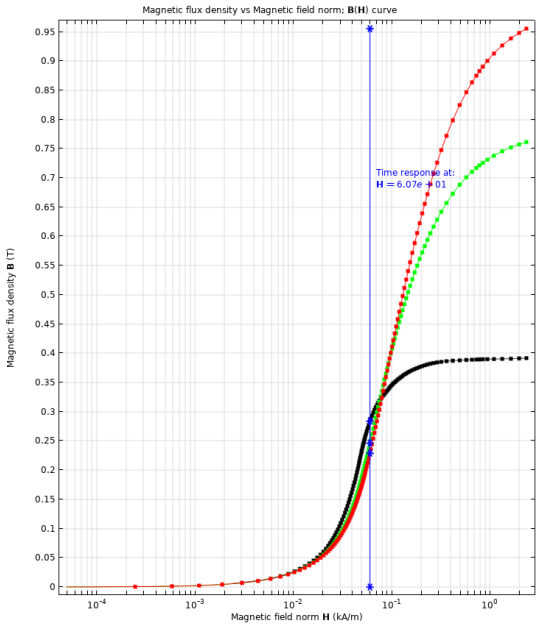
За моделиране на нелинейните магнитни свойства на материала на магнитопровода и отчитането на насищането, се използват ефективните стойности на магнитната индукция B, интензитета на магнитното поле H и магнитната индукция μ_r. Изчисляването на ефективната стойност на магнитната индукция при средна енергия се извършва посредством следните зависимости[4,5]:

$$B_{AE} = \frac{16}{TH}\int_0^{\frac{T}{4}}\left[\int_{H(0)}^{H(t)} B(H)dH\right]dt, \qquad (1)$$

където H-интензитет на магнитното поле, T-период, t-време. Ефективната стойност на интензитета на магнитното поле се получава посредством[4,5]:

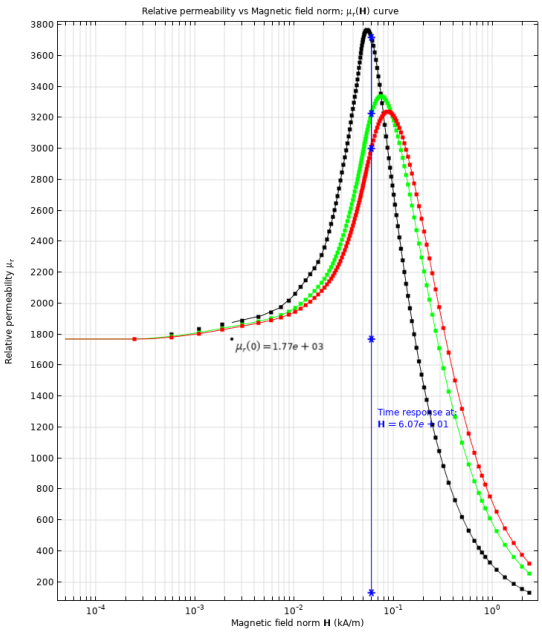
$$H = f_{eff}\left(|B|\right)\frac{B}{|B|}. \qquad (2)$$

На фиг. 2 е представена ефективната B(H) крива на нормираната стойност на интензитета на магнитното поле.



***Фиг. 2**. B(H) ефективна крива.*

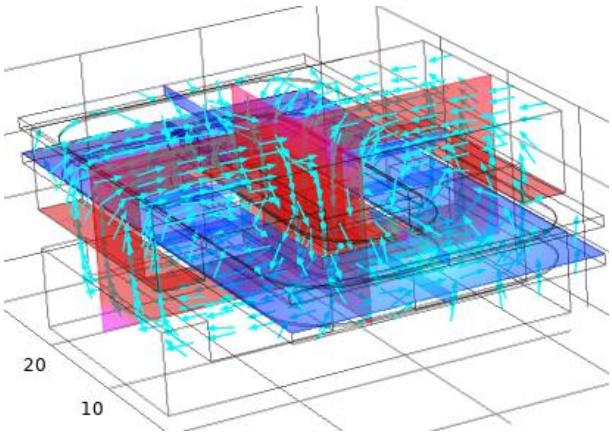
На фиг. 3 е представена зависимостта на магнитната проницаемост от нормираната стойност на интензитета на магнитното поле.



***Фиг. 3**. Зависимост на магнитната проницаемост от стойността на интензитета на магнитното поле.*

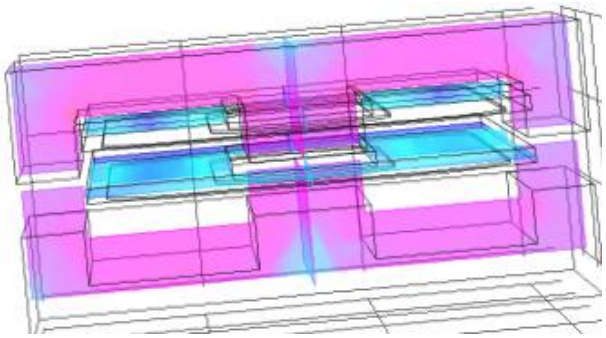
Резултати от моделирането.

На фиг. 4 са представени резултатите от направеното моделиране за картина и циркулацията на магнитната индукция в обема на магнитопровода в логаритмичен мащаб.



***Фиг. 4**. Картина и циркулация на магнитната индукция в магнитопровода.*

От фигурата се вижда, че стойността на магнитната е голяма 6 T, тази индукция е много по-голяма от заложената при проектирането на трансформатора и съществено ще увеличи магнитните загуби в магнитопровода. За решението на този проблем се моделира трансформатора с въздушна междина при различни стойности 0,1 mm до 2 mm. Картина на магнитната индукция при въздушна междина 1 mm е показана на фиг. 5.



***Фиг. 5**. Картина и циркулация на магнитната индукция в магнитопровода при въздушна междина 1 mm.*

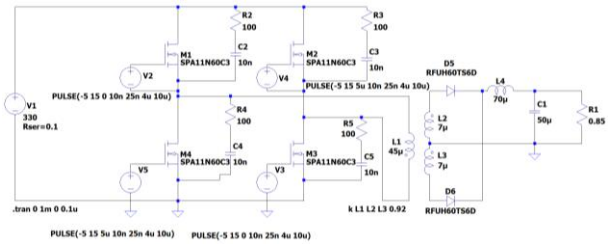
От фигурата се вижда, че магнитната индукция е сравнително хомогенна с изключение на крайните области в които има краеви ефекти.

Посредством запасената магнитната енергия се изчисляват индуктивностите на първичната и вторичната намотка. Стойностите са следните: L1=44,6523 μH, L2=14,4364 μH.

Верификация на модела.

За верификация на получените резултати на трансформатора се използва симулация

на електронната схема на мостовия преобразувател в програмния продукт LT Spice – фиг. 6.



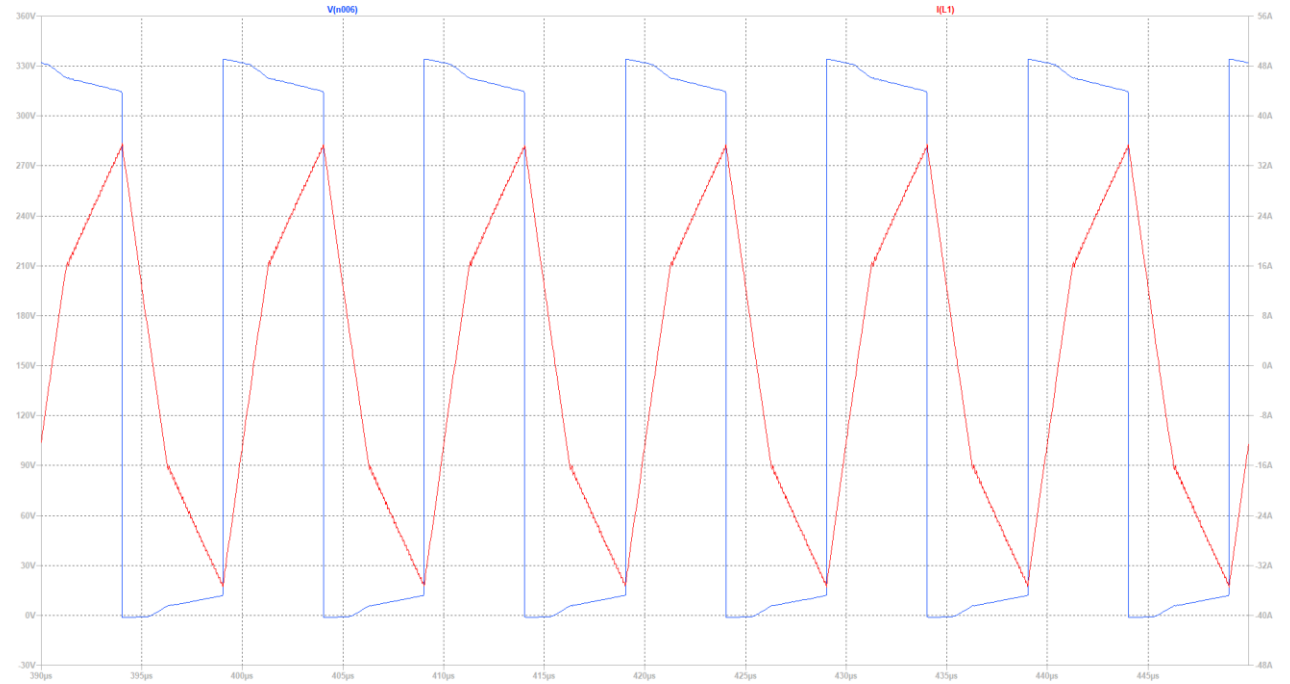
***Фиг. 6**. Симулация на мостов DC/DC преобразувател.*

Времедиаграмите получени при симулацията са представени на фиг. 7 - фиг. 9.

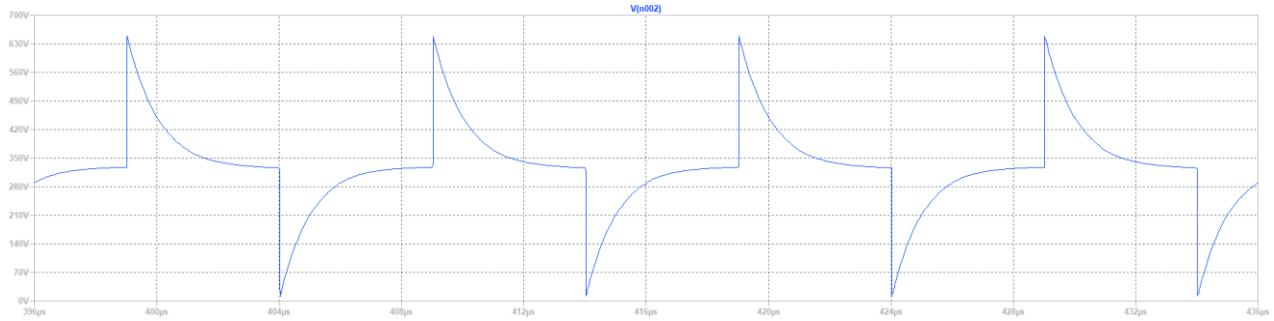
От фигурата може да бъдат отчетени максималните стойности на тока през първичната намотка 35 А. Посредством числено интегриране се получава неговата ефективна стойност 12,79 А. Получената стойност е близка до първоначално получената ефективна стойност. На фиг. 8 е показано напрежението върху кондензатор от RC групата на транзистора.

На фиг. 9 са представени тока и напрежението на товара. От фигурата се вижда, че изходното напрежение и тока са с гладка форма. Максималните пулсации в изходното напрежение са 0,34 V, което отговаря на поставените в заданието. Максималната стойност на изходния ток не надвишава 57,9 А. Установената стойност на изходното напрежение след преходния процес е 48,2 V.

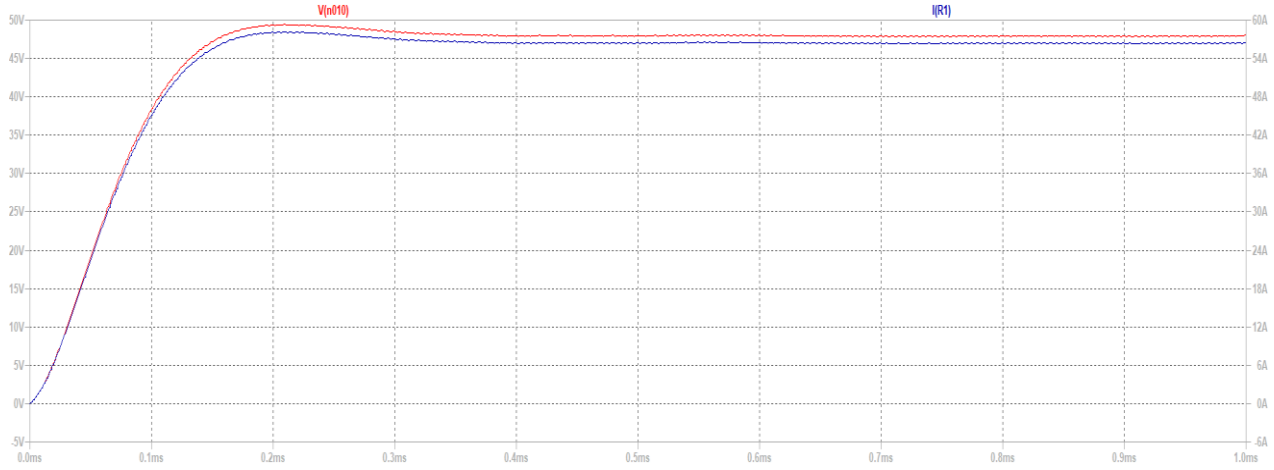
От представената симулация на работата импулсният мостов преобразувател с параметрите получени от моделирането се вижда, че с така получените параметри на планарния трансформатор, режима на работа на мостовия преобразувател е стабилен и не се наблюдават пропадания и смущения в напрежението и тока. Изходният ток и напрежение отговарят на поставените в заданието. На база на получените максимални стойности на тока и напрежението може да се направи подбор на елементите в схемата на мостовия преобразувател.



***Фиг. 7**. Напрежение и ток през първичната намотка на трансформатора.*



***Фиг. 8**. Напрежението върху кондензатор от RC групата на транзистора*



***Фиг. 9**. Напрежението върху кондензатор от RC групата на транзистора.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата публикация е създаден модел на планарен трансформатор и е предложен практически подход за определянето на параметрите му посредством моделиране на електромагнит-ното поле чрез специализиран софтуер. Приложен е подход за моделиране на нелинейните магнитни свойства на магнитопровода с ефективните стойности на магнитната индукция. Получените резултати са верифицирани посредством симулиране на работата на мостов преобразувател с планарен трансформатор. Резултатите от симулирането показват, че с така моделираните параметри на трансформатора се постига желаните стойности на тока и напрежението на товара.

Като обект на бъдеща работа могат да се посочат два етапа: Първият е свързан с реализирането на мостовия преобразувател и планарния трансформатор и практическо верифициране на резултатите. Вторият етап е надграждане на модела за отчитане на стойностите на собствените капацитети между навивките и оптимизиране на планарния трансформатор.

REFERENCE

[1] Goranov, P. Constructive elements in power electronics. Sofia,TU-Sofia, 2017.

[2] Marian Kazimierczuk. Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters. 2008 John Wiley & Sons, Ltd, 2008, ISBN: 978-0-470-77301-7.

[3] Hurley W.G., Wölfle W.H. Transformers and Inductors for Power Electronics Theory, Design and Applications. Wiley, 2013, ISBN 10 1119950570.

[3] Pressman A., K. Billings, T. Morey. Switching Power Supply Design. New York, McGraw-Hill, 2009, ISBN: 978-0-07-159432-5.

[4] Gerhard Paoli, Oszcar Biro and Gerhard Buchgraber. Complex representation in nonlinear time harmonic eddy current problems. Magnetics, IEEE Transaction, vol. 34.5, pp 2625-2628, 1998.

[5] Comsol Multiphysics User manual.

TEMPERATURE MEASUREMENT AND CURRENT DETERMINATION OF HORIZONTALLY AND VERTICALLY PLACED LOW-VOLTAGE SINGLE CORE CABLE

Marko Sucurovic[1], Milan Marjanovic[2], Marko Rosic[1], Miroslav Bjekic[1], Branko Koprivica[3]

University of Kragujevac, Faculty of Technical Sciences in Cacak
[1] Department of Power Engineering, [2] Department of Mechanical Engineering, [3] Department of Electrical and Electronic Engineering
Svetog Save 65, 32000 Cacak, Serbia

Abstract

This paper presents a procedure for measurement of surface temperature of a low-voltage single-core power cable with PVC insulation. Measurements were performed with the cable set into horizontal or vertical orientation, freely in the air. Three values of loading current of cable were used for measurements made in laboratory conditions. The current and the temperatures were measured during experiment. Measured cable temperatures were used for calculation of loading current of the cable and the result obtained was compared with the measured load current. The paper presents results obtained and appropriate discussion.

Keywords: power cable; heat transfer; convection, temperature measurement.

INTRODUCTION

Current-carrying capacity (or ampacity) of the cable depends on the cable construction and ambient conditions [1]. The current load of the cable that is installed in an air environment depends also on the type of material and the number of loaded conductors, insulation and sheath material, ambient temperature, number of cables installed in the group, the intensity of solar radiation, wind speed and other. The method for determining the current load and loss of the cable is defined by the standard IEC 60287 [1].

In the case of heat transfer, the power cable can be considered as long cylinder [2,3]. The heat that is generated in a conductor is transferred to the outer surface of cable sheath by conduction, and then from the cable surface to the environment by convection and radiation [2,3]. To calculate the value of cable current based on known cable surface temperatures, it is necessary to calculate the corresponding coefficient of convection. Some examples of the calculation and application of the convection coefficients are shown in [2] for horizontal and [3] for vertical orientation of the cable.

In this paper, temperature values for the horizontal and vertical orientation of the cable are obtained experimentally. Then, the cable current is calculated according to the correlation equations and compared with the measured current. A cable of simple construction was used in this paper, i.e. a single-core cable, with copper conductor and PVC insulation.

The following sections of the paper contain: the equations used in the calculations, description of the used measuring equipment and the measurement procedure and the results of the measurements with a discussion.

HEAT TRANSFER OF HORIZONTALLY AND VERTICALLY PLACED CABLE

Low-voltage single core cable with copper conductor and PVC insulation is used as the test sample in the performed experiments. It can be considered as a long cylinder. The amount of the heat that can be transferred by

convection and radiation from the cable surface to the surrounding space, can be calculated using the expression [4]:

$$q'_{\text{tot}} = q'_{\text{conv}} + q'_{\text{rad}} = \\ = h\pi D\left(T_{\text{s}} - T_{\text{a}}\right) + \varepsilon\pi D\sigma\left(T_{\text{s}}^4 - T_{\text{sur}}^4\right) \quad (1)$$

where h – convection coefficient; D – cable diameter; T_{s} – cable surface temperature; T_{a} – ambient air temperature; ε – cable surface emissivity; σ – Stefan-Boltzmann constant ($5.67 \cdot 10^{-8}$ W/m^{2}K^4); T_{sur} – ambient surface temperature.

The convection coefficient is determined based on the equation [4,5]:

$$h = \frac{k}{x}\text{Nu}_x \quad (2)$$

where k – air thermal conductivity under certain conditions, Nu_x – Nusselt's number, and x – specific dimension (i.e. diameter D or length L for horizontal or vertical cable, respectively).

The Nusselt number can be determined using correlation equations. For the horizontal cable orientation, a equation for horizontal cylinder can be applied [4]:

$$\text{Nu}_{\text{D}} = \left\{0.6 + \frac{0.387 \cdot \text{Ra}_{\text{D}}^{1/6}}{\left[1 + \left(\frac{0.559}{\text{Pr}}\right)^{9/16}\right]^{8/27}}\right\}^2. \quad (3)$$

where Pr – Prandtl number. This equation is valid for Rayleigh number in the range of $\text{Ra}_{\text{D}} \leq 10^{12}$. In the case of a vertical cable (modeling with cylinder), a correlation equation for a vertical plate can be applied [5]:

$$\text{Nu}_{\text{L}} = \left\{0.825 + \frac{0.387 \cdot \text{Ra}_{\text{L}}^{1/6}}{\left[1 + \left(\frac{0.492}{\text{Pr}}\right)^{9/16}\right]^{8/27}}\right\}^2 \quad (4)$$

The equation (4) is valid for Rayleigh number in the range of $10^{-1} < \text{Ra}_{\text{L}} < 10^{12}$. Rayleigh number Ra_x in expression (3) and (4) can be calculated as follows [4]:

$$\text{Ra}_{\text{x}} = \frac{g\beta\left(T_s - T_a\right)x^3}{\nu\alpha}, \quad (5)$$

where g – acceleration of gravity; β – volumetric thermal expansion coefficient; v – momentum diffusivity; α – thermal diffusivity; and x – specific dimension i.e. diameter D or length L for expressions (3) and (4), respectively. Air parameters are taken from the corresponding tables (appendix A from [6]).

The expression (4) can be used to calculate the Nusselt number for a vertical cylinder only if the following condition is met [5,6]:

$$\frac{D}{L} \geq \frac{35}{\text{Gr}_{\text{L}}^{1/4}}. \quad (6)$$

where Gr_{L} – Grashof number is calculated as the ratio of the Rayleigh and Prandtl numbers ($\text{Gr}_{\text{L}} = \text{Ra}_{\text{L}}/\text{Pr}$).

Given that the above condition is not feasible for thin cylinders, the convection coefficient h from (1) can be multiplied with the correction factor F [5]:

$$F = 1.3\left[\frac{\left(L/D\right)}{\text{Gr}_{\text{D}}}\right]^{1/4} + 1. \quad (7)$$

When the steady state is achieved (constant cable surface temperature) total heat generated in a conductor transfers through cable insulation and sheath and is transferred to environment by convection and radiation. Since the PVC insulation and sheath are cylindrical, the total heat that is conducted through these two layers can be calculated by the following equation [6]:

$$q_{\text{tot}} = \frac{T_{\text{c}} - T_{\text{s}}}{\frac{1}{2\pi k_{ins}}\ln\frac{r_{\text{o}}}{r_{\text{i}}}}, \quad (8)$$

where T_{c} and T_{s} – are conductor and surface (sheath) temperatures, respectively; k_{ins} – thermal conductivity of insulation and sheath which is 1/6 W/mK for PVC; r_{i} and r_{o} – inner and outer radius of insulation with sheath, respectively.

Based on the measured cable surface temperature and the calculated value of total heat per unit length, the conductor surface

temperature T_c can be determined by the equation (9):

$$T_c = T_s + q'_{tot}\left(\frac{1}{2\pi k_{ins}}\ln\frac{r_o}{r_i}\right), \quad (9)$$

after which the electrical resistance of a conductor $R(T_c)$ can be calculated as:

$$R(T_c) = R_{20}\left[1+\alpha(T_c-20)\right], \quad (10)$$

where R_{20} – electrical resistance at 20 °C; α – the temperature coefficient (α_{Cu} = 0.00393 K^{-1}). Knowing the electrical resistance, the current through conductor can be calculated using the equation (11):

$$I_{calc.} = \sqrt{\frac{Q_{tot}}{R(T_c)}} = \sqrt{\frac{q'_{tot}\cdot L}{R(T_c)}}, \quad (11)$$

where Q_{tot} – total heat power; L – cable length.

Calculated value of current is compared with the measured value and a relative deviation has been expressed.

EQUIPMENT USED FOR MEASUREMENT

A single-core cable heating experiment was realized at the Faculty of Technical Sciences Cacak (Laboratory for electrical installations). The test sample is cable PP00 1×25 mm^2 with the length of 2.1 m. A total number of six measurements were performed: three measurements with different currents for each orientation of the cable (horizontal and vertical). The experimental setup is shown in Figure 1.

Cable has been set to short circuit operation through the step-down transformer (toroid) and autotransformer connected to the power network. The desired value of current through the cable is set using autotransformer. Cable current was measured using Benning CM3 type current clamp. For the horizontal orientation, the cable is placed on thin wooden supports to achieve a natural air flow around the cable (Fig. 1a). In the case of vertical orientation, one end of the cable was attached to the ceiling while other end hangs freely (Fig. 1b).

Type J thermocouples were used for measurement of surface temperature of the cable. Data acquisition equipment consists of: NI cDAQ-9174 with NI 9219 card and custom application created in LabVIEW software. A total of four thermocouples were installed: three for measuring of the cable surface temperature and one for measuring the ambient air temperature. Three thermocouples were attached to the cable surface with metal clamps, while the fourth thermocouple, that measures ambient temperature, was distanced from the cable.

(a) *(b)*

Fig. 1. *Laboratory setup for (a) horizontal and (b) vertical cable*

Before clamping the thermocouples to the cable surface, temperature deviation between thermocouples was checked and it did not exceed the value of 1 °C. Before the start of each measurement, the room conditions of free air flow around the cable were met: making sure that door and windows in the room were closed and the air conditioning was turned off.

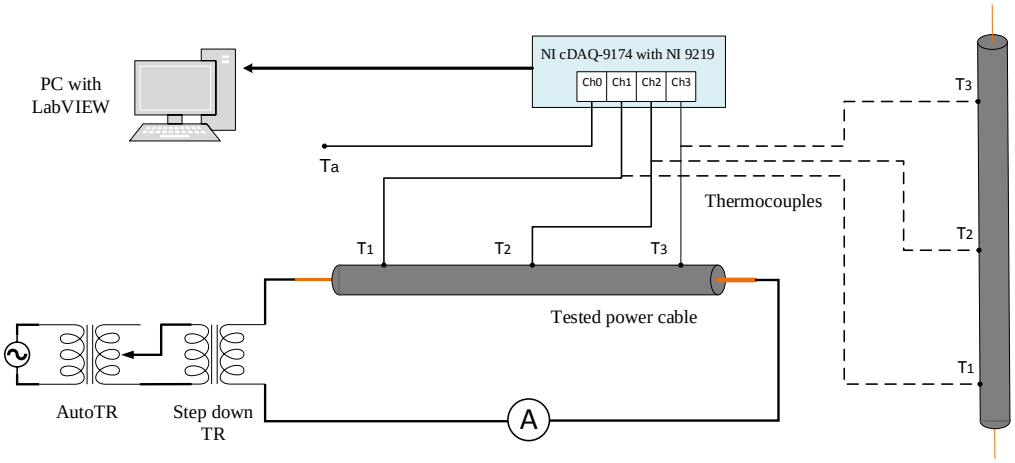


Fig. 2. *Scheme of a laboratory setup equipment with cable test sample in two orientation*

After switching on the power supply and setting the desired value of the current, the increase in temperature was causing a change in the electrical resistance of the conductor. A stable value of current was achieved by adjusting of autotransformer. The change in temperature and current was significant in the first part of the measurement, after which the effect of temperature change on resistance decreased, which is the result of the exponential stabilization of temperature. Also, changes in the supply voltage affect the value of the cable current due to the high turns ratio of step-down transformer.

MEASUREMENT AND CALCULATION RESULTS

In order to compare values of the current obtained by measurements and calculations, three measurements were performed for both cable orientations. These measurements were realized with three different current values: 130, 150 and 170 A. Each measurement lasted for an approximate period of 60 min. The displayed temperature T_s (Fig. 4 and Fig. 5) is the mean temperature of three measured points on cable surface, i.e. $T_s=(T_1+T_2+T_3)/3$.

Figure 3 shows the results of the surface cable and the environment (ambient air) temperature measurement in the case of a horizontally oriented cable. All three measurements were realized in approximately equal ambient temperatures, and in the steady state the ambient and cable surface temperatures were: 22.8 °C and 47.3 °C (for the current value of 130 A); 23.3 °C and 54.2 °C (150 A); 22.3 °C and 61 °C (170 A), respectively.

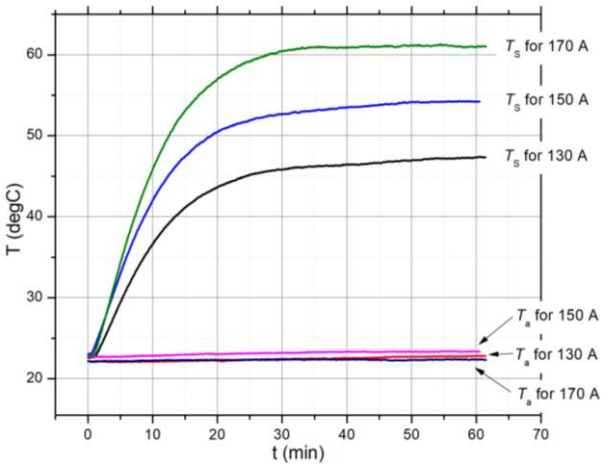


Fig. 3. *Cable surface and ambient air temperatures for horizontaly oriented cable*

Figure 4 shows the results of the surface cable and the environment temperature measurement in the case of a vertically placed cable. As with the horizontal cable orientation, the expected exponential increase of temperature was obtained.

Unlike the previous case (horizontal orientation), two measurements for vertical orientation were realized in equal ambient temperatures (for current values of 130 and 150 A). The third measurement (170 A) was performed at an ambient temperature of approximately 4 °C higher. Therefore the value of the temperature of the cable is higher at a current of 170 A. In the steady state the ambient and cable temperatures were: 20.7 °C and 44.3 °C (for the current value of 130 A); 20.7 °C and 51.3 °C (150 A); 25 °C and 63.1 °C (170 A).

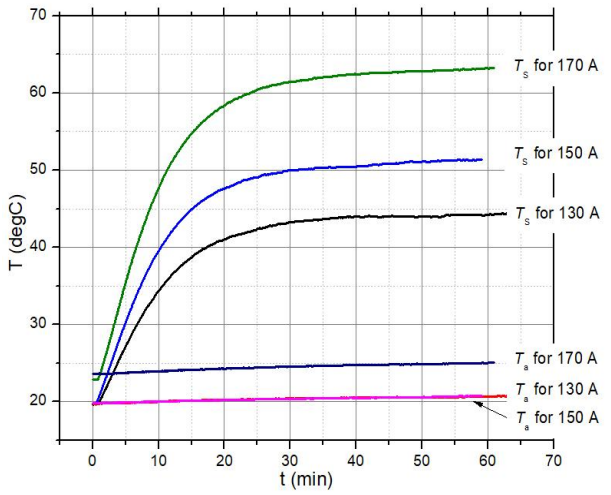


Fig. 4. *Cable surface and ambient air temperatures for vertically oriented cable*

Figure 5 shows the values of temperature differences between the cable surface and ambient air for all six measurements.

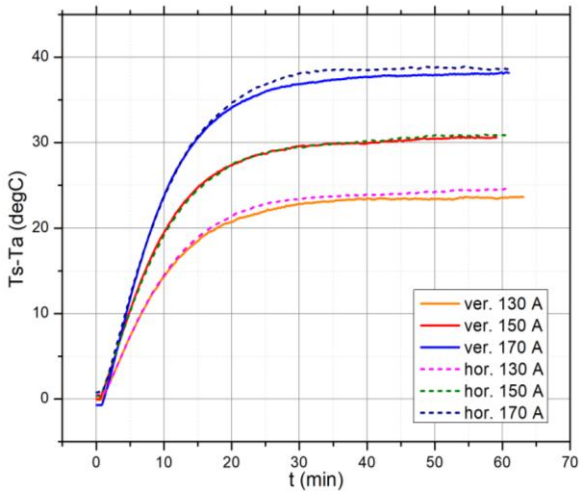


Fig. 5. *Temperature differences for all current values and orientations of the cable*

After the realized experiments of three values of currents for two orientations of the cable, stationary values of cable and ambient temperatures were obtained. These values were used to calculate the parameters of all three types of heat transfer and the value of the current through a conductor. The expressions (1)-(11) were used to calculate the value of current I_{calc} through a conductor. After that, the calculation of deviation from a measured value of current was calculated using the equation:

$$\delta I = \frac{I_{calc.} - I_{meas.}}{I_{meas.}} \cdot 100[\%]. \qquad (12)$$

where I_{meas} – measured current.

Data obtained by calculation for a horizontally and vertically oriented cable for all three values of current is shown in tables 1 and 2.

Tab. 1. *Data obtained by calculation for a horizontally oriented cable*

Calculated parameters	Measured current value [A]		
	130	150	170
h [W/m^{2}K]	7.804	8.222	8.631
q'_{tot} [W/m]	12.383	16.342	21.301
I [A]	125.5	141.9	160.5
δI [%]	**–3.5%**	**–5.4%**	**–5.6%**

Tab. 2. *Data obtained by calculation for a vertically oriented cable*

Calculated parameters	Measured current value [A]		
	130	150	170
h [W/m^{2}K]	6.24	6.594	6.916
q'_{tot} [W/m]	10.474	14.21	18.841
I [A]	116.3	133.3	149.7
δI [%]	**–10.5%**	**–11.1%**	**–11.9%**

It can be noted that the difference between the measured and calculated currents in a horizontally oriented cable ranges from –3.5 to –5.6%, which can be considered a satisfactory result. In addition, the calculated results for the vertical oriented cable have approximately twice the difference compared to the horizontal orientation of the cable, i.e. from –10.5 to –11.9%. A larger deviation, in this case, may have been occurred due to the error introduced by the correlation equation and the correction coefficient. Furthermore, it should be noted that the small amount of heat was dissipated at the cable ends (connections), which was neglected in this calculation.

CONCLUSION

The paper presents results of measurements of cable current and temperatures, as well as the method for calculation of cable current under certain conditions (cable orientations and surface and ambient temperatures) and the results obtained.The heat transfer equations for a horizontal and vertical cylinder are used in calculations to model the cable. The obtained results have an average percentage difference of about 5% and 11% for horizontal and vertical cable orientation, respectively.

Future research should focus on the study of reducing the deviation of a current value of a vertically oriented cable by researching other correlation equations. In addition, the value of heat dissipation at the connecting ends of the cable should be analyzed.

ACKNOWLEDGEMENTS

This study was supported by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia, and these results are parts of the Grant No. 451-03-68/2020-14/200132 with University of Kragujevac - Faculty of Technical Sciences in Cacak.

REFERENCE

[1] Electric cables – Calculation of the current rating – Part 1-1: Current rating equations (100% load factor) and calculation of losses – General IEC 60287-1-1, 2006.

[2] A. Sedaghat, F. León, *Thermal analysis of power cables in free air: Evaluation and improvement of the IEC standard ampacity calculations*. IEEE Transactions on Power Delivery 29(5), pp. 2306-2314, 2014.

[3] I. Baker, F. León, *Equivalent circuit for the thermal analysis of cables in non-vented vertical risers*. IET Science, Measurement & Technology 9(5), pp. 606 – 614, 2015.

[4] M. Moran, et al. *Introduction to thermal systems engineering: thermodynamics, fluid mechanics, and heat transfer*, John Wiley & Sons, 2003.

[5] J. P. Holman, *Heat Transfer*, McGraw-Hill Companies, Inc., New York, 2010.

[6] D. Klimenta, *Thermal processes in power engineering: general part*, Faculty of Technical Sciences, K. Mitrovica, 2012. (in Serbian)

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОКАЗАТЕЛИТЕ ЗА КАЧЕСТВО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ НА SMART LED ОСВЕТИТЕЛИ

Пламен Цанков, Милко Йовчев, Теодор Тодоров
Технически университет – Габрово

STUDY OF THE ELECTRICAL QUALITY PARAMETERS OF SMART LED LUMINAIRES

Plamen Tsankov, Milko Yovchev, Teodor Todorov
Technical University of Gabrovo

Abstract

The paper presents the results of laboratory measurements of electrical quality parameters of smart LED luminaires under different degrees of dimming and color modes of their operation. An analysis and comparison of the obtained results with the current standards requirements have been made.

Keywords: electrical quality parameters, power quality analyser, LED luminaires, harmonic distortion, crest factor.

ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години полупроводниковата технология непрекъснато се развива и разширява своето приложение. Светодиодното (LED) осветление, като част от тази технология, намира все по-широко приложение във вътрешното и външното осветление, изместващи конвенционалните светлинни източници. LED осветителите се отличават с висок и постоянно увеличаващ се светлинен добив, висок индекс на цветопредаване – Ra≥80 и сравнително дълъг живот [1]. Допълнителни предимства са възможността за регулиране на светлинния поток и на цветната температура, както и за комбинирано излъчване на двете технологии – „син светодиод + луминофор“ и „RGB“, в общо осветително тяло.

Необходимите параметри, обезпечаващи нормалните режими на работа на светодиодните източници, се осигуряват чрез електронните преобразуватели (драйвери), вградени в LED осветителните тела [2,3]. Използването на драйвери без специални филтри в тях е причина за генериране на висши хармоници на тока, които е необходимо да бъдат съобразени с граничните стойности за генерирани от устройства за осветление, съгласно БДС EN 61000-3-2 [4].

В доклада се извършва изследване на показателите за качество на електрическата енергия на интелигентни (Smart) LED осветители с регулиране на светлинния поток и възпроизвеждане на различни цветови режими, включени към регулируем захранващ източник, осигуряващ номиналните параметри на осветителите.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Външният вид на изследваните LED осветители, на които се регулира светлинния поток и цветовите режими, е показан на фиг. 1. В табл. 1 са представени основните им технически характеристики – диапазон на захранващото напрежение *U*, максимална активна мощност *P*, светлинен поток *Ф* и корелирана цветна температура T_c при технологията „син светодиод + луминофор“ с излъчване на бяла (W) светлина, както и с цветни режими на светодиодите от технологията червен (R), зелен (G) и син (B) LED [5]. От изследваните LED осветi-

тели, двете технологии са комбинирани в общо тяло за осветители №1÷4 и 8, LED осветители с номера 6 и 7 са с технологията RGB, а LED осветител №5 – с технологията „син светодиод + луминофор“.

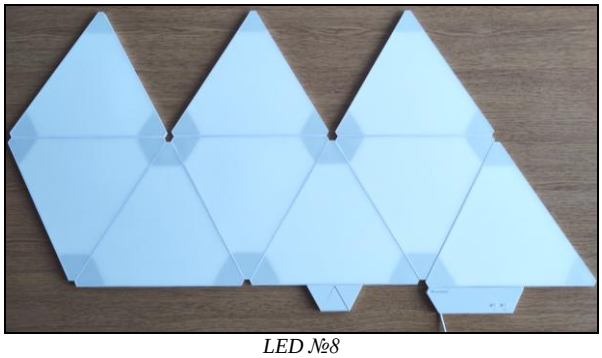
LED №1÷3

LED №4

LED №5

LED №6

LED №7


LED №8

***Фиг. 1**. Външен вид на изследваните LED осветители*

***Табл. 1**. Технически характеристики на изследваните LED осветители*

LED	U, V	P, W	Φ, lm	T_c, K
№1	220÷240	6	470	RGB+3000
№2	220÷240	6	470	RBG+4000
№3	220÷240	6	470	RBG+6400
№4	170÷265	18	1350	RGB+2700÷6500
№5	220÷240	12	1055	2700
№6	230	-	-	RBG
№7	110÷220	18	-	RBG
№8	110÷240	-	-	RGB+2700÷6500

При изследване на параметрите за качество на електрическата енергия, LED осветителите се захранват със стабилизиран синусоидален променливо-токов източник на напрежение, модел Pure Sine Wave AC Power Source - LSP-500VAR, показан на фиг. 2.

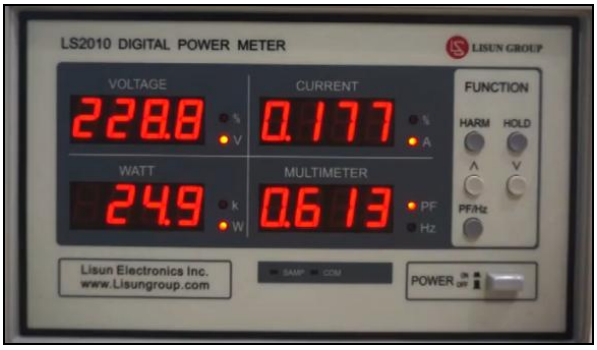
***Фиг. 2**. Стабилизиран синусоидален променливотоков източник на напрежение LSP-500VAR*

Стабилизираният синусоидален променливотоков източник на напрежение осигурява общо хармонично изкривяване по напрежение $THD_U \leq 0.6\%$, което удовлетворява изискванията за захранващо синусоидално напрежение с $THD_U < 1\%$ при измерване на хармоничните съставящи на тока на осветители, съгласно [4,6]. Техническите характеристики, като напрежение U, честота f, максимален работен ток I, активна мощност P и фактора на мощността K_P на променливотоковия регулатор LSP-500VAR, са представени в табл. 2 [7,8].

***Табл. 2**. Технически характеристики на променливотоков регулатор LSP-500VAR*

U, V	f, Hz	I, A	P, W	K_P
0÷300	40÷70	5	600	0÷1

Показателите за качество на електрическата енергия при регулиране на светлинния поток и настройка на различни цветни режими на LED осветителите се извършва с електроенергиен анализатор LS2010, лицевият панел на който е показан на фиг. 3.



***Фиг. 3**. Електроенергиен анализатор LS2010*

Общото хармонично изкривяване по ток, измервано с електроенергийния анализатор LS2010, се изчислява съгласно израза:

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{50}\left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2}, \qquad (1)$$

където I_1 е ефективната стойност на основната съставяща на тока, I_h е ефективната стойност на сумата от хармоничните съставящи на тока с порядък от h(2) до h(50). От израз (1) се вижда, че анализаторът удовлетворява изискването на стандарта за отчитане на хармоничните съставящи минимум до 40-ти порядък [4,6].

Коефициентът на амплитудата на тока k_{Icf} се изчислява от анализатора посредством израза:

$$k_{Icf} = \frac{I_p}{I_{rms}}, \quad (2)$$

където I_p е амплитудната (пикова) стойност на електрическия ток [9].

С помощта на електроенергийния анализатор LS2010 и специализирания софтуерен продукт LS2010 Digital Power Meter се извършва измерване на ефективната стойност на напрежението и тока I_{rms}, амплитудната стойност на тока I_p, коефициента на амплитудата на тока k_{Icf}, активната мощност P, фактора на мощността K_P (капацитивен "$_C$" и индуктивен "$_L$" характер), общото хармонично изкривяване на напрежението THD_U и тока THD_I и отделни хармонични съставящи на тока I_h, представени като процент от основния хармоник, за изследваните LED осветители.

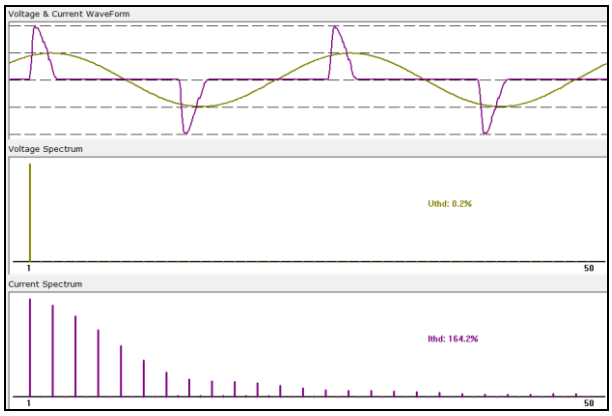
Измерванията се извършват при различните нива на регулиране на светлинния поток Φ и различни цветни режими с гореописаните две технологии – с бяла (W) светлина при различна цветна температура, и цветовете RGB – табл. 3.

Табл. 3. *Резултати от измервания на електрически параметри на LED осветители с регулиране на светлинния поток и цветните режими*

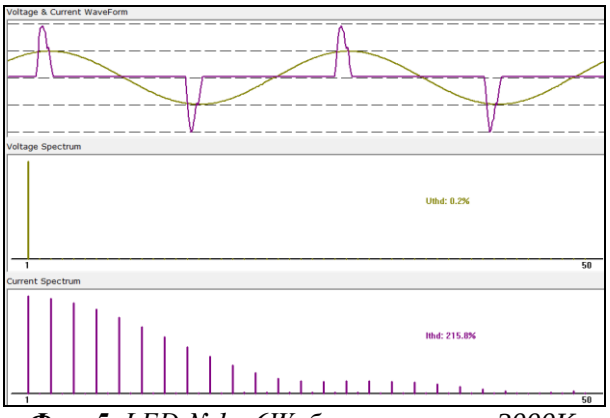
LED осветител	Режим при бяла светлина (W) и RGB	Ф, %	I_{rms}, [A]	I_p, A	I_{cf}, -	P, [W]	K_P -	THD_I, %	Хармонични съставящи на тока и максимално допустима стойност, %					
									I_{h3}	I_{h5}	I_{h7}	I_{h9}	I_{h11}	I_{h13}
									30.PF	10	7	5	3	3
№1	W-3000K	100	0.050	0.183	3.63	5.88	0.506_C	164.0	94.1	83.1	68.7	52.8	37.6	25.6
		50	0.022	0.099	4.44	2.15	0.417_C	215.8	97.6	93.1	86.5	78.3	68.8	58.7
	R, B, G	100	0.018	0.084	4.74	1.61	0.395_C	229.4	97.9	94.4	88.6	82.3	74.0	65.9
		60	0.011	0.059	5.37	0.89	0.355_C	257.7	97.3	95.6	89.8	89.8	82.0	78.2
№2	W-4000K	100	0.050	0.184	3.37	5.87	0.507_C	163.8	93.4	82.9	68.5	52.2	37.3	25.1
		50	0.023	0.099	4.32	2.21	0.416_C	215.7	98.7	95.9	86.2	79.9	68.4	57.8
	R, B, G	100	0.017	0.082	4.73	1.59	0.391_C	229.3	97.9	93.8	88.7	82.5	73.8	64.5
		60	0.011	0.059	5.37	0.89	0.356_C	257.8	97.4	95.7	89.6	89.4	82.3	78.3
№3	W-6400K	100	0.050	0.186	3.70	5.87	0.508_C	163.1	92.7	82.1	68.4	52.2	37.3	24.9
		50	0.023	0.099	4.32	2.20	0.415_C	215.6	98.6	95.8	86.0	79.8	68.7	58.0
	R, B, G	100	0.018	0.084	4.74	1.60	0.396_C	229.1	97.6	94.1	88.3	82.1	73.9	64.1
		60	0.012	0.063	5.31	0.91	0.357_C	257.1	97.2	95.2	89.6	89.3	82.7	78.5
№4	W-2700K	100	0.109	0.364	3.51	14.80	0.560_C	134.2	85.2	70.2	52.2	35.2	25.3	21.4
		50	0.063	0.223	3.52	8.2	0.530_C	145.3	84.1	73.9	59.5	47.9	32.8	21.1
	W-4000K	100	0.109	0.364	3.51	14.50	0.560_C	134.2	85.2	70.2	52.2	35.2	25.3	21.4
		50	0.063	0.223	3.52	8.3	0.530_C	144.9	83.8	73.5	58.9	47.4	32.1	21.2
	W-6500K	100	0.110	0.364	3.51	14.51	0.561_C	134.5	84.4	71.5	54.6	34.7	24.1	21.9
		50	0.063	0.221	3.52	8.3	0.530_C	144.9	83.8	73.5	59.0	47.6	32.3	20.9
	R, G, B	100	0.023	0.018	3.79	3.1	0.450_C	145.1	60.1	60.4	58.1	53.4	46.6	40.4
№5	W-2700K	100	0.066	0.137	2.10	12.34	0.818_L	56.1	50.7	16.5	8.8	12.2	8.0	3.0
		50	0.038	0.059	1.52	4.17	0.985_L	11.2	8.2	6.5	2.7	1.1	0.1	0.7
№6	RGB=W	100	0.033	0.168	5.08	3.31	0.454_C	188.9	89.8	82.5	74.9	63.6	52.0	40.6
№7	R+B	100	0.061	0.283	4.64	6.06	0.452_C	190.4	95.4	87.2	75.5	62.4	49.1	37.3
	R+G	100	0.063	0.285	4.52	6.31	0.454_C	189.0	95.4	86.9	75.4	62.2	48.8	36.9
	B+G	100	0.066	0.295	4.47	6.78	0.467_C	179.9	94.8	85.2	72.2	57.7	43.7	32.5
№8	W-4000K	50	0.152	0.754	4.96	13.32	0.381_C	232.1	98.4	94.2	88.9	83.1	74.2	64.8
	"BG flag"	100	0.190	0.906	4.76	17.2	0.392_C	227.8	97.1	93.8	88.1	82.7	73.3	62.2

Измерванията се извършват при общо хармонично изкривяване по напрежение $THD_U \leq 0.3\%$, осигурено от регулатора LSP-500VAR [7]. Резултатите от измерванията са представени в табл. 3, в която са показани първите шест нечетни хармонични съставящи на тока.

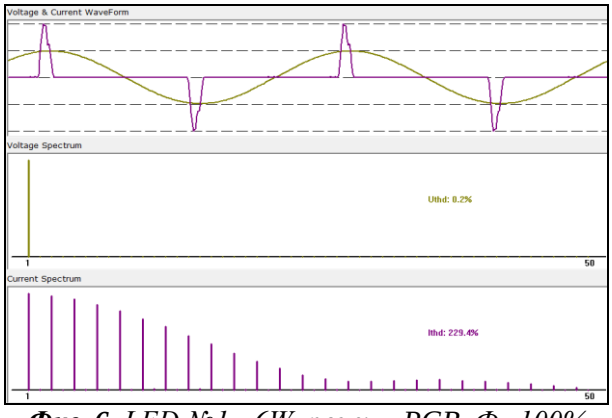
На фиг. 4÷9 са показани графични резултати от резултантната форма на напрежението и тока, както и хармоничния спектър на напрежението и тока за част от изследваните LED осветители.



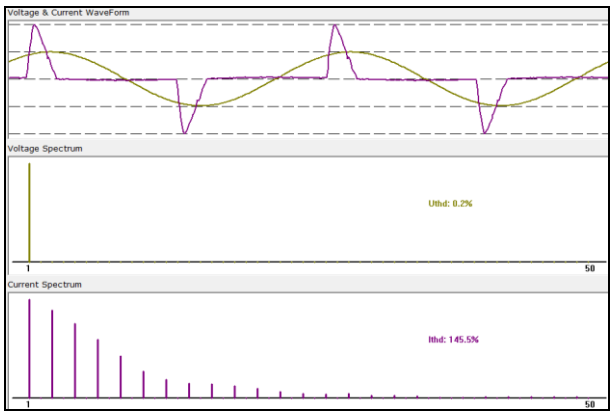
***Фиг. 4**. LED №1 - 6W, бяла светлина-3000K, Ф=100%*



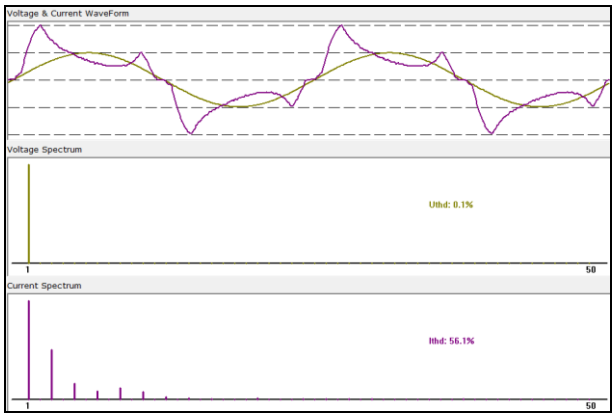
***Фиг. 5**. LED №1 - 6W, бяла светлина-3000K, Ф=50%*



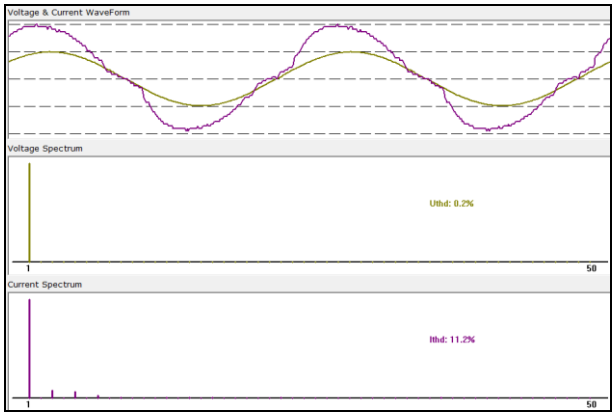
***Фиг. 6**. LED №1 - 6W, режим RGB, Ф=100%*



***Фиг. 7**. LED №4 -18W, бяла светлина-6500K, Ф=100%*



***Фиг. 8**. LED №5 -12W, бяла светлина-2700K, Ф=100%*



***Фиг. 9**. LED №5 -12W, бяла светлина-2700K, Ф=50%*

АНАЛИЗ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От измерените показатели за качество на електрическата енергия на изследваните LED осветители при регулиране на светлинния поток и създаване на различни цветни режими, се установява следното:

- стойностите на хармоничните съставящи на тока значително надвишават максимално допустимите, посочени в стандарта, с изключение на подчертаните стойности за

LED осветител №5 при 50% намален светлинен поток (табл. 3);

- при намаляване на светлинния поток от 100% на 50% на LED осветители №1÷4 с капацитивен фактор на мощността, общото хармонично изкривяване по ток THD_I и коефициентът на амплитудата на тока k_{Icf} се увеличават, а K_P намалява (табл. 3, фиг. 4÷5);

- регулирането на цветната температура на LED осветител №5 при Ф=const не променя показателите за качество на електрическата енергия, докато с превключването от технологията „син светодиод + луминофор“ към RGB (LED осветители №1÷4), мощността намалява, но THD_I и k_{Icf} се увеличават.

Получените резултати от извършените измервания на показателите за качество на електрическата енергия на изследваните LED осветители доказват необходимостта от по-строго контролиране на електромагнитната съвместимост на Smart LED осветителите по отношение на нивата на висшите хармонични на тока и могат да послужат за усъвършенстване на електротехническата част на LED драйверите им за намаляването им до допустимите граници от стандарта.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the European Regional Development Fund within the OP “Science and Education for Smart Growth 2014 – 2020”, Project CoC “Smart Mechatronic, Eco- And Energy Saving Systems And Technologies“, № BG05M2OP001-1.002-0023.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Handjieva-Florian, B., K. Velinov. Peculiarities at Color Measurement of LED Light Sources. VII Balkan conference on lighting “Balkan Light 2018”, Sofia, 2018, pp. 38-39. ISBN 978-954-353-347-3.

[2] R. Istaliyanov, C. Voyvodov. Study of Harmonics in Lightemitting Diodes. XV National Conference with International Participation BulLight 2014, Sozopol, 10-13 June 2014, pp.96-99. ISSN 1314-0787.

[3] Petrov, O., P. Petrova. Higher Harmonics Generated by LED Retrofit Lamps, Depending on the Used Driver. VII Balkan Light Conference, Balkan Light 2018, Varna, 2018, pp. 148-153. ISSN 2603-414X.

[4] BDS EN IEC 61000-3-2:2019 – Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤16 A per phase).

[5] Aleksandrov, N. Fundamental Colors Theory. Sofia, East-West, 2012, pp. 93-98. ISBN 978-954-619-152-110-4.

[6] Tsankov, P. Electric Power Distribution. Gabrovo, “Vasil Aprilov”, 2014, pp. 166. ISBN 978-954-683-514-7.

[7] LS2010 – Digital Power Meter, User Guide.

[8] Ibrishimov, H. Guide for Laboratory Exercises on Electronic Devices in the Power Industry. Gabrovo, “Vasil Aprilov”, 2020, pp. 55-56. ISBN 978-954-683-624-3.

[9] Electrical Installations Handbook – Part 1: Electrical Devices, ABB, 2007, pp. 222.

СИСТЕМА ЗА ДИСТАНЦИОНЕН КОНТРОЛ И УПРАВЛЕНИЕ НА КЛИМАТИЧНА ИНСТАЛАЦИЯ

Емилия Димитрова[1], Васил Димитров[1]
[1]Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ – София

REMOTE CONTROL AND MANAGEMENT SYSTEM FOR AIR-CONDITIONING INSTALLATION

Emiliya Dimitrova[1], Vasil Dimitrov[1]
[1] Todor Kableshkov University of Transport – Sofia

Abstract

Building automation is a centralized system for remote control of heating, cooling, ventilation, humidity and aims to maintain the microclimate in the building according to the requirements. The paper presents a system for remote control and management of air conditioning, discusses the principles of construction and selection of different modules. A study of the cooling effect was performed.

Keywords: air conditioning system; energy efficiency.

ВЪВЕДЕНИЕ

В последно време все по-широко приложение намират различни информа-ционно – управляващи системи за сградна автоматизация. От една страна, това се налага от повишените изисквания, предявявани по отношение на микроклимата в промишлените, административните и особено в някои специални сгради [1-3]. От друга страна, системите за мониторинг и управление на електро-енергийната консумация в бизнес-сгради и офис центрове предоставят възможност за предотвратяване на определени събития чрез анализ и обработка на данните и гарантиране на оптимизирана експлоатация на електрическата мрежа, повишаване на енергийната ефективност и спестяване на финансови средства. Системите за отдалечен мониторинг и управление са съвкупност от технически, програмни и други средства за осъществяване на контрол и управление от разстояние на технологични обекти и процеси в сградата и прилежащия ѝ район. Необходимо е непрекъснато да се обменя информация между контролираните обекти, от една страна, и системите и оператора в центъра за управление.

В доклада е разработена система за дистанционен контрол и управление на климатична инсталация, разгледани са принципите на изграждане и избора на различните модули. Проведено е проучване за ефекта на охлаждане.

СТРУКТУРА НА СИСТЕМАТА

Едно от съвременните предложения за реализация е SmartStruxure Solution [3] – интегрирано системно решение за управление на сгради, което включва голямо разнообразие от хардуерни контролери, входно-изходни (I/O) модули и софтуерни продукти. Системата може да бъде персонализирана за приложения за управление както на малка офис сграда, така и на бизнес център, училище или индустриална среда. Съчетава контрол на микроклимата, мониторинг/измерване и управление на консумацията на енергия, управление на аларми, сигурност, изготвяне на отчети и др.

В основата на Smart Struxure Solution е сървърно устройство – AS-P контролер (SmartX Controller). AS-P изпълнява ключови функционалности (като например логика за управление, регистриране на тенденции и наблюдение на аларми) и поддържа комуникация и свързаност към I/O устройства на полевите шини. Разпределената интелигентност на SmartStruxure Solution осигурява отказо-устойчивост в системата и предоставя напълно функционален потребителски интерфейс чрез работна станция и уеб станция. AS-P е мощно устройство, което може да действа в малка инсталация като самостоятелен сървър, монтиран със своите I/O модули. В големи инсталации функционалността е разпределена на множество сървърни устройства, които комуникират през TCP/IP.

AS-P може да координира трафика, да доставя данни, да изпълнява множество програми, да управлява локални I/O, аларми и потребители, да извършва планиране и регистриране и да комуникира, използвайки различни протоколи. Поради това повечето части на системата функционират автономно и продължават да работят като цяло, дори ако комуникацията се провали или отделни сървъри или устройства SmartStruxure излизат офлайн.

AS-P разполага със следните портове:

- Два Ethernet порта 10/ 100BASE-TX (RJ45);
- Два RS-485 порта;
- Един порт LonWorks TP/FT-10;
- Един вграден порт I/O шина;
- Един USB хост порт;
- Един порт за USB устройство.

Двата Ethernet порта са свързани към вграден Ethernet превключвател. Един порт трябва да бъде свързан към мрежата. Другият порт може да се използва за свързване към работна или уеб станция, BACnet/IP устройство, Modbus TPC модул, но не към друг SmartStruxure сървър.

Портът за USB устройство позволява настройка и взаимодействие на AS-P чрез Device Administratior. USB хост порт може да се използва за осигуряване на захранване и комуникации. AS-P може да използва трите най-популярни стандарти за сгради: BACnet, Modbus и LonWorks.

Процесорът е двуядрен ARM Cortex –A9, честота – 500 MHz, има 512 MB SDRAM, и 4 GB eMMC (MultiMediaCard) карта памет.

Използват се следните допълнителни модули: I/O модул DI-16 (16 канален цифров вход – мониторинг на състоянието на оборудването или алармен мониторинг; при конфигуриране като броячи могат да се използват при измерване на енергия), I/O модули DO-FC-8 и DO-FC-8-H (8-канален цифров изход), I/O модул UI-16 (16-канален универсален вход: всеки канал може да поддържа цифрови или аналогови входове за контрол на температура, налягане, дебит и др.), модул за захранване PS-24 V (на сървъра и на I/O модули).

За измерване на температурата се използват датчици Siemens Pt 1000 с чувствителен елемент (със съпротивление 1000 Ω при 0 ^{o}C).

НАСТРОЙКА И ОСИГУРЯВАНЕ НА БЕЗОПАСНА РАБОТА

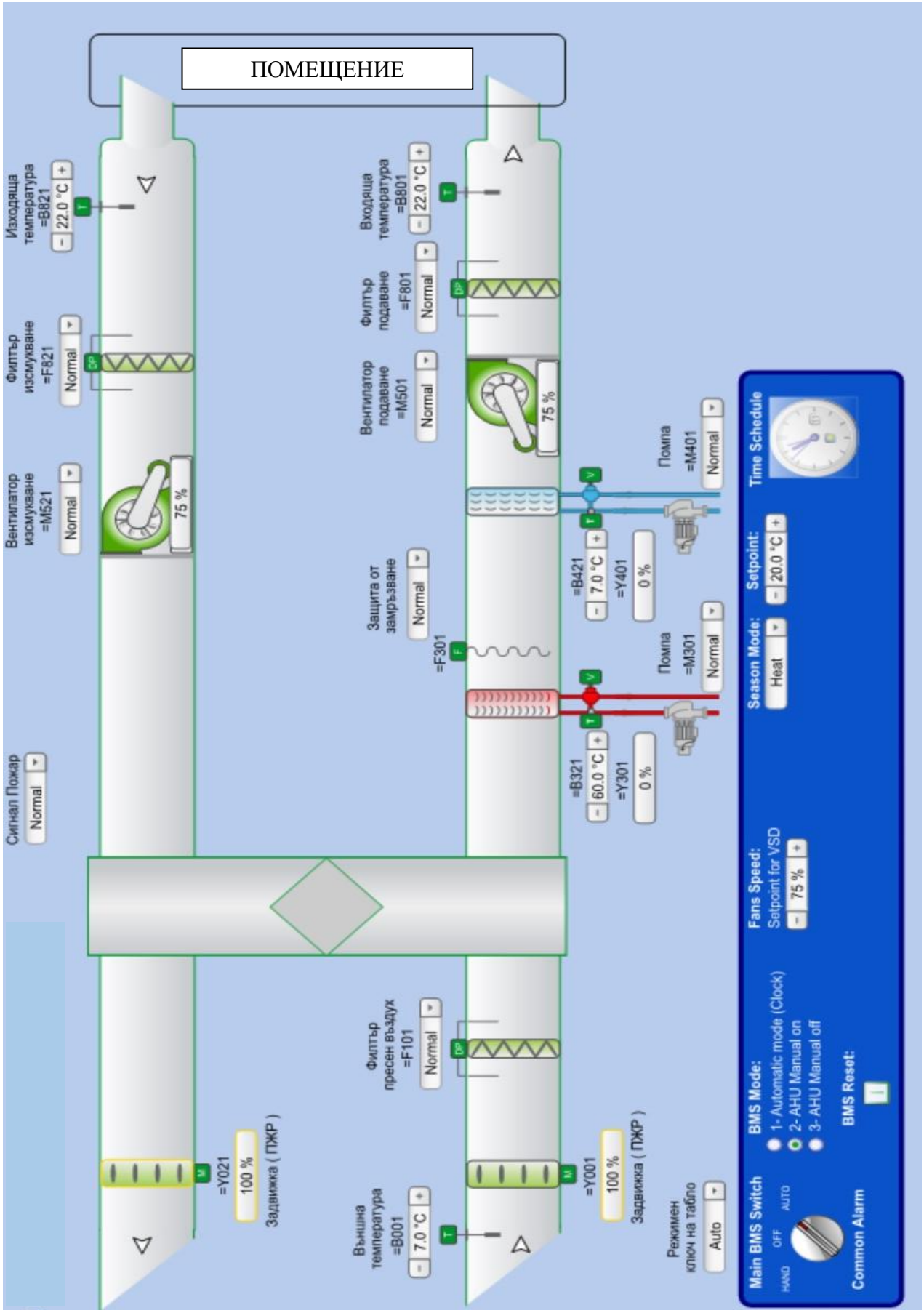
Системата за контрол и управление на климатичната инсталация в малка офис сграда (фиг. 1) извършва следните функции:

✓ Контрол на температурата на нагнетявания въздух на инсталацията за обработка на въздуха (следи се температурата на нагнетявания въздух и се регулира спрямо дадена константна стойност):

Отоплителна секция – за загряване на пресния входящ въздух се използва нагревател с топла вода с ниско налягане. Нагревателят е включен в управляващата последователност на температурата на изсмуквания въздух и полученият управляващ изходен сигнал действа като управляваща команда за съответния вентил =Y301 на нагревателя.

Охладителна секция – охладителен топло-обменник за въздух (на студена вода), включен е в общото управление на температурата, като управляващият изходен сигнал регулира позицията на вентила =Y401 на охладителния топлообменник.

Защита от замръзване на инсталацията се реализира на ниво климатична камера. Ако сензорът за защита от замръзване отчете температура на студената пита по-ниска от 5° C, то той сигнализира за опасност от замръзване.



Фиг. 1. *Операторска станция и контролирани величини*

✓ Контролерът извършва следните операции:

- Аварийно спиране на нагнетателния и смукателни вентилатори на камерата (=M501, =M521);
- Затваряне на подвижните жалузийни решетки на камерата, снабдени със задвижка (Y001);
- Аварийно отваряне на топлия вентил (=Y321);
- Активирането на защита от замръзване се индицира на операторската станция. Тя остава активна до нулирането на алармата от оператора.

✓ Сигнализации на инсталацията за обработка на въздуха:

- Замърсен филтър – степента на замърсеност (F101) се установява чрез пресостат, превключващ от диференциалното налягане. Наличието на замърсен филтър се сигнализира на операторската станция;
- Наблюдение на двигателите на вентилаторите – чрез честотните регулатори, които осигуряват плавно регулиране на оборотите на скоростта. Нагнетателният (=M501) и смукателният (=M521) вентилатори имат самостоятелни честотни регулатори. При надвишаване на тока над номинално допустимия ток на съответния двигател или при друга ненормална ситуация честотният регулатор генерира аларма и спира работата на вентилатора. Тази авария се индицира на ел. табло, операторския терминал и на операторската станция.

✓ Въздушна работна единица - използвани са следните възможности за настройка на апаратурата на климатичната камера:

Входове:

- S98151 – автоматичен режим (вкл./изкл.);
- M501A1 – аларма на вентилатора на подаване;
- M521A1 – аларма на вентилатор изсмукване;
- M301A1 – аларма на помпа за отопление;
- M401A1 – аларма на помпа за охлаждане;
- F101A1 – аларма на филтър за пресен въздух;
- F301A1 – аларма за замръзване;
- Fire_Alarm – аларма за пожар;
- F801A1 – аларма на филтър на подаване;
- F821A1 – аларма на филтър за изсмукване;
- BMS_reset – нулиране на аларма;
- B801W1 – температура на подавания въздух;
- B821W1 – стайна температура (изсмукване);
- B001W1 – температура на външния въздух;
- B421W1 – температура на охлаждащата вода;
- B321W1 - температура на отоплителната вода;
- HCS – селектор за отопление / охлаждане (Heating / Cooling Selector);
- Setpoint temperature – зададена температура;
- VSD_Speed – задвижване с променлива скорост.

Изходи:

- Y301Y1 – клапан на отопление;
- Y401Y1 – клапан на охлаждане;
- M301C1 – старт на помпа за отопление;
- M401C1 – старт на помпа за охлаждане;
- M521Y1 – задаване скорост на мотора на изсмукване;
- M501Y1 – задаване скорост на мотора на подаване;
- M521C1 – стартиране мотора за изсмукване;
- M501C1– стартиране на мотора за подаване;
- Y001Y1– пресен (свеж) въздух;
- YO21Y1– отработен (замърсен) въздух.

ИЗСЛЕДВАНИЯ И РЕЗУЛТАТИ

За да се оцени енергийната ефективност, се използват измерванията от системата за контрол и управление на климатичната инсталация. Референтният период на изследването е през 2019 г. – от 1 юни до 31 август за общо 92 дни и 25296 проби от данни за всяка от използваните точки за измерване (режим на охлаждане). Тъй като изследователската дейност беше насочена към икономия на вентилационната енергия на охлаждащата намотка DX на рекуператора, смесителната кутия беше изключена по време на запис на данни. Параметрите за обработка на въздуха, получени от полевото проучване за изследването, са илюстрирани на фиг. 2 и 3 с месечен график. Тъй като температурата на атмосферния въздух беше най-висока през юни за целия сезон на охлаждане, този месец беше избран за подходящо представяне на извадка от измерените данни. Имайки предвид най-горещите периоди през сезона на охлаждане, температурата на атмосферния въздух на-

малява с около 4-5 °C поради ефекта на предварителното охлаждане на рекуператора и с допълнителните 18-20 °C, осигурени чрез въздушно охлаждане на DX бобината; съответно – енергията на околния въздух намалява с около 8-10 kJ/kg поради ефекта на предварително охлаждане на рекуператора и с допълнителни 30-35 kJ/kg, осигурени чрез въздушно охлаждане на намотката DX.

Като се има предвид фактът, че се реализира балансирана вентилация, ефективността ε_S на рекуператора (топлообменник, чрез който се извършва регенерация на топлина или на студ във вентилационната система) се определя чрез измерените стойности на температурата на въздуха [4]:

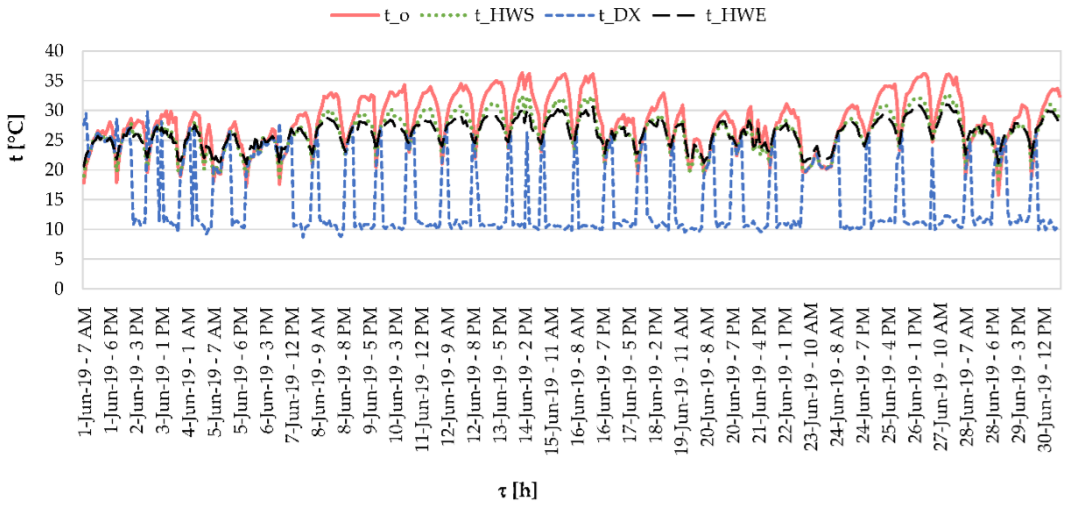
$$\varepsilon_S = \frac{(t_{HWS})}{(t_{HWSE})} \quad (1)$$

където ε_S е реалната ефективност на рекуператора,

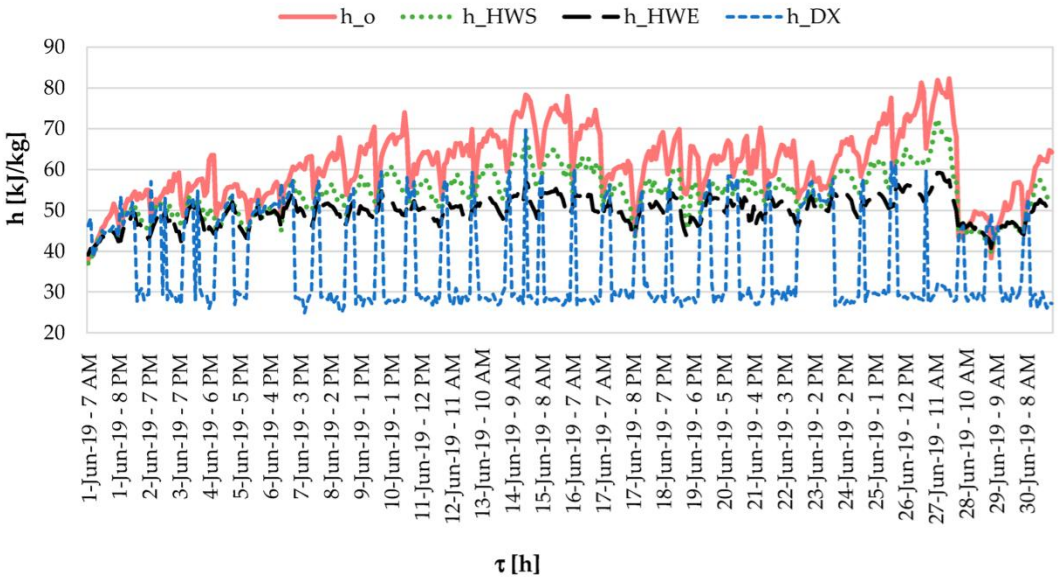
t_{HWS} - температура на въздуха в секцията на изхода след рекуператора,

t_{HWSE} - температура на въздуха в участъка на входящия отвор към рекуператора (температурата на околния въздух, която е равна на температурата на въздуха в секцията за подаване).

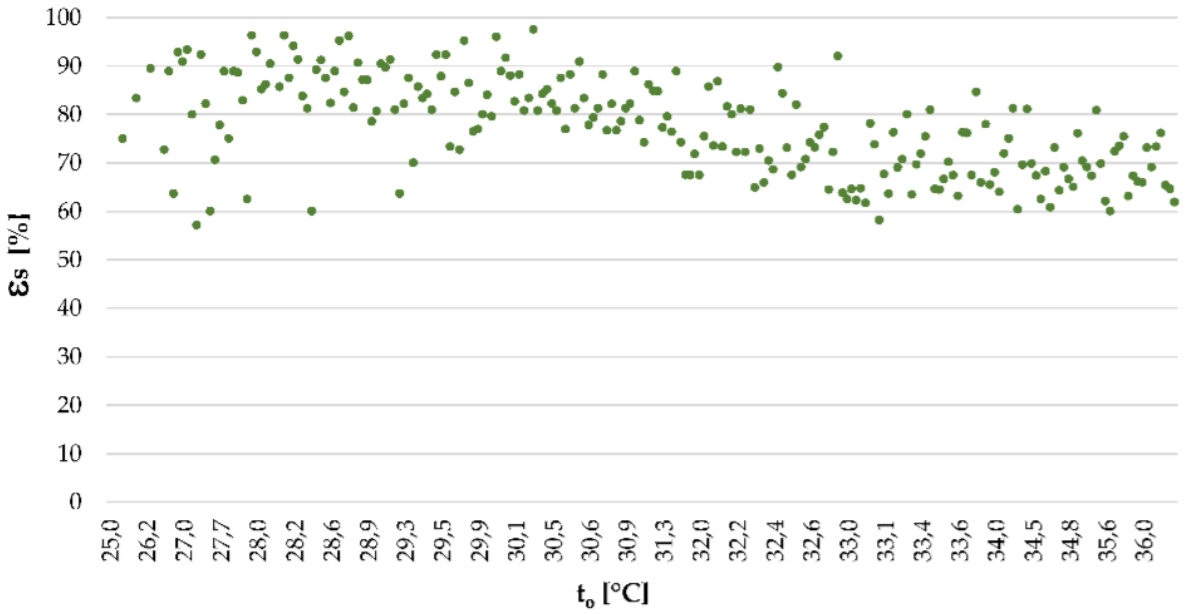
Получените резултати са показани на фиг. 4.



***Фиг. 2**. Стойности на температурата на въздуха в процесите на обработка: температура на външния въздух (to), на въздуха в секциите за подаване на изхода на рекуператора (t_{HWS}), в DX намотка (t_{DX}) и в секцията за вход на отработените газове на рекуператора (t_{HWE})*



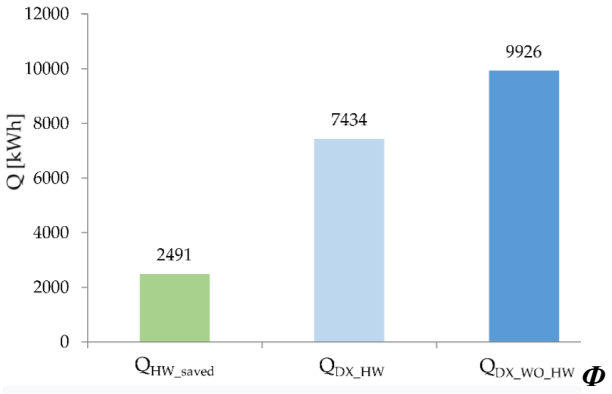
***Фиг. 3**. Стойности на енергията на въздуха в процесите на обработка: енергия на външния въздух (h_o), на въздуха в секциите за подаване на изхода на рекуператора (h_{HWS}), в DX намотка (h_{DX}) и в секцията за вход на отработените газове на рекуператора (h_{HWE})*



***Фиг. 4**. Ефективност на рекуператора като функция на температурата на външния въздух*

Въз основа на резултатите, средната ефективност на рекуператора за целия сезон на охлаждане е 79,6 %, като е регистрирана максимална стойност 97,6 %.

Енергоспестяването на рекуператора Q_{HW_saved} по отношение на консумацията на охлаждащата енергия на намотката DX с работата на рекуператора (Q_{DX_HW}) и без работата на рекуператора, когато намотката DX директно охлажда горещия външен въздух ($Q_{DX_WO_HW}$) е показано на фиг. 5.



***иг. 5**. Възстановяване на енергия и спомагателна консумация на охлаждаща енергия за вентилация*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В доклада е разработена система за дистанционен контрол и управление на климатична инсталация. Проведено е проучване на ефективността при охлаждане на работеща вентилационна система при работа на ротационен рекуператор въздух-въздух и охлаждаща намотка. Резултатите могат да се обобщят по следния начин:

1. Работата на рекуператора води до значителна икономия на охлаждаща енергия спрямо консумацията на ел. енергия на външното тяло. Сравнявайки измерваната вентилационна система с климатик без рекуператор, консумацията на охлаждаща енергия е 25,1 % по-висока.

2. Ефективността на рекуператора е 79,6%, като е с 4,7% по-висока от посочената в техническата спецификация (74,9 %).

Системите за сградна автоматизация позволяват високоефективно управление на сградните ресурси. Това от своя страна води до подобряване на микроклимата с повишаване на енергийната ефективност, улесняване на диагностиката и намаляване на разходите за обслужване и на времето за реакция при възникване на аварии.

REFERENCE

[1] Building Technologies: The future of building management, Siemens, 2014

[2] BMS – Building Management Systems, CA Ltd., Tel Aviv, 2017

[3] SmartStruxure Solution, Schneider Electric, 2020

[4] C Zhong, K Yan, Y Dai, N Jin, B Lou, Energy efficiency solutions for buildings: Automated fault diagnosis of air handling units using generative adversarial networks, Energies, 2019.

ВЪВЕЖДАНЕ В ЕКСПЛОАТАЦИЯ НА ГОНИОФОТОМЕТЪР И ИНТЕГРИРАЩА СФЕРА СЪС СПЕКТРОРАДИОМЕТЪР В НОВА СВЕТЛОТЕХНИЧЕСКА ЛАБОРАТОРИЯ В ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ГАБРОВО

Пламен Цанков[1]

[1]*Технически университет – Габрово*

COMMISSIONING OF A GONIOPHOTOMETER AND AN INTEGRATING SPHERE WITH SPECTRORADIOMETER IN A NEW LIGHTING LABORATORY AT THE TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO

Plamen Tsankov[1]

[1]*Technical University of Gabrovo*

Abstract

The paper presents the construction and commissioning of a goniophotometer and an integrating sphere with a spectroradiometer in a new lighting laboratory at the Technical University of Gabrovo. A short description of the laboratory and the specifics of this type of measurements, the positioning of the instruments according to the geometric configuration of the laboratory, the electrical and information connection of the individual measuring modules, the software system configuration of the measuring instruments by specialized software and the calibration features with the reference light sources. Diagrams, photos and initial results of measurements in the new lighting laboratory are shown.

Keywords: goniophotometer, integrating sphere, spectroradiometer, reference light sources, lighting laboratory.

ВЪВЕДЕНИЕ

През 2018 г. в Технически университет – Габрово стартира проект Център за компетентност „Интелигентни мехатронни, еко- и енергоспестяващи системи и технологии“ с бюджет на стойност 23 569 719 лева. Целта на проекта е създаване на най-съвременна научна инфраструктура като комплекс от научно оборудване, разположено в реконструиран и модернизиран сграден фонд, придобиване и натрупване на върхова технологична експертиза и иновационен потенциал, които да допринесат за развитието на връзката наука-бизнес за укрепване конкурентоспособността икономиката. В Центъра за компетентност се създава специализирана лаборатория „Екологични, енергоспестяващи и електромагнитно съвместими светлотехнически, LED и ВЕИ компоненти и технологии“.

Основните дейности в лабораторията са свързани с измерване на електроенергийни, фотометрични и цветови характеристики и параметри на светлинни източници и осветителни тела, включително и на светодиодни (LED) осветители, използвани за външно и вътрешно приложение, както и изследвания в областта на фотоволтаичните системи.

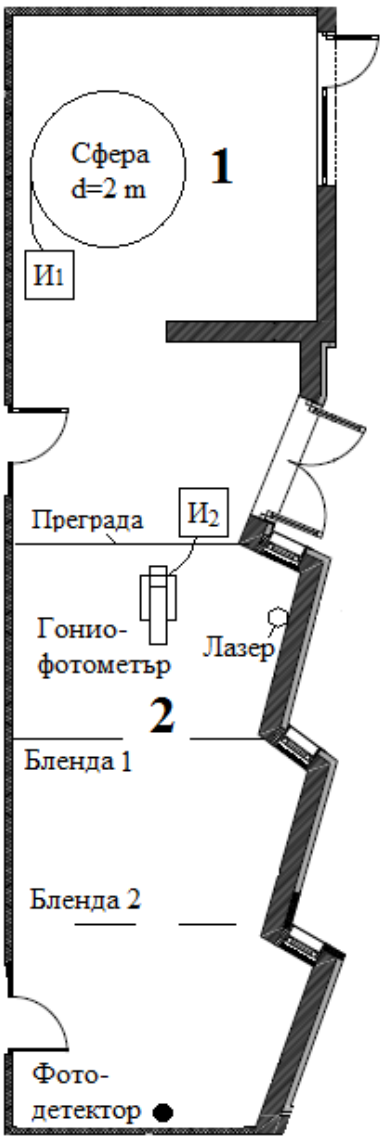
В доклада се описват геометричната конфигурация на новата светлотехническа лаборатория, специфичните особености на из-

мерванията, позиционирането и техническите възможности на въвежданите в експлоатация гониофотометър и интегрираща сфера със спектрорадиометър.

ИЗЛОЖЕНИЕ

ГЕОМЕТРИЧНА КОНФИГУРАЦИЯ НА СВЕТЛОТЕХНИЧЕСКАТА ЛАБОРАТОРИЯ

Архитектурната основа на светло-техническата лаборатория и местоположението на гониофотометъра и интегриращата сфера към спектро-радиометъра, са показани на фиг. 1. Общата площ на лабораторията е 82,44 m^2 с дължина 17,43 m, широчина 4,73 m и височина – 2,60 m.



***Фиг. 1**. Архитектурна основа на светлотехническата лаборатория с разположение на измервателните уреди*

Лабораторията се разделя условно на две работни зони – зона 1 и зона 2 (фиг. 1). В зона 1 се разполагат интегриращата сфера и измервателната апаратура със спектрорадиометъра, разположени в измервателен комплект $И_1$. Площта на зона 1 е 22,61 m^2 със страни: дължина 4,78 m и широчина 4,73 m. В зона 2 се разполагат гониофотометър, лазер за оптично центриране и фотодетектор. Площта на зона 2 е 22,61 m^2 със страни: дължина 9 m и широчина 3,78 m. В тази зона се изграждат и две оптични бленди. Измервателната апаратура към гониофотометъра е разположена в измервателен комплект $И_2$ в шкаф (показан на фиг. 1), позициониран извън измервателната зона 2 между гониофотометъра и фотодетектора, отделена с допълнителна черна преграда.

Размерите на въведените в експлоатация гониофотометър и интегрираща сфера със спектрорадиометър са съобразени с гореописаната геометрична конфигурация на лабораторията.

Гониофотометърът, предназначен за измерване на светлоразпределителни криви (СРК) на светлинни източници, извършва фотометрични и ъглови измервания. Предявяват се строги изисквания към този вид измервания, съгласно утвърдените светлотехнически стандарти [1,2,3]. Измерванията с гониофотометъра се извършват при изключено общо осветление, плътно затъмнени прозорци, затворени и уплътнени врати и с допълнително изградени оптични бленди и преграда за отделяне на останалите обекти (в специално обособената зона 2) [4]. Стените, тавана и пода са третирани с черно матирано слабо отразяващо покритие, с което се постига минимално отражение на повърхностите – с коефициент на отражение $\rho \leq 10\%$ [5,6]. Изградените оптични бленди редуцират до минимум отражения от околните обекти светлинен поток към фотодетектора и в него попада директния, излъчен от светлинния източник, светлинен поток. Разстоянието между гониофотометъра и фотодетектора е 8 m, с което се удовлетворява изискването за разстояние, 5 пъти по-голямо от най-големия линеен размер на светлинния източник, и осигурява необходимата точност на фотометричните измервания.

В табл. 1 са представени максималните размери на изследваните светлинни източници за две отделни системи за фотометриране при измервания с гониофотометъра – те са съобразени с геометричната конфигурация на лабораторията.

***Табл. 1**. Максимални размери на светлинните източници и осветители, измервани с гониофотометъра*

Модел	Максимален размер на осветителя (диаметър x дълбочина), mm	
	Система за фотометриране	
LSG-1700B	C-γ	B-β
	1600 x 550	700 x 600

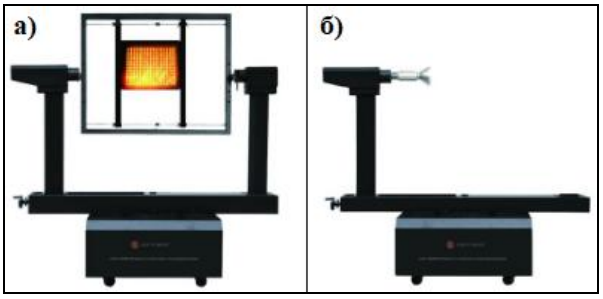
Извършено е прецизно позициониране на фотодетектора спрямо оптичната ос на гониофотометъра с помощта на монтиран на страничната стена лазерна система с автоматизирано самохоризонтиране (фиг. 1). Извършена е последваща проверка на отразения лазерен лъч и фиксиране на фотодетектора към подовата повърхност посредством анкер-болтове. Фината настройка на отразения лазерен лъч се постига чрез фиксиращи полуцилиндрични болтове, монтирани в основата на стойката на фотодетектора. С цел коригиране на температурната грешката при фотометричните измервания се използва автоматична температурна корекция във фотодетектора.

Измерванията на цветовите и електроенергийните характеристики на светлинните източници се извършват в интегрираща сфера с диаметър d=2 m, която е плътно затворена. По време на измерванията няма достъп на външна светлина в сферата и не е необходимо да бъде прекъснат достъпа до околна светлина в зона 1 в лабораторията, където е разположена сферата и измервателния комплект $И_1$. Вътрешната повърхност на сферата е покрита с бариев сулфат ($BaSO_4$), който осигурява необходимия за този тип измервания висок коефициент на дифузно отражение ρ≥96% [5,6].

ИНСТАЛАЦИЯ И КАЛИБРИРАНЕ НА ГОНИОФОТОМЕТЪРА

На фиг. 2 е показан външния вид на автоматизирания гониофотометър, модел LSG-1700B, въведен в лабораторията. Той е предназначен да измерва СРК на големи осветители (улични, промишлени и офисни – фиг. 2-а)) и малки осветители (фиг. 2-б)).

Гониофотометър LSG-1700B се свързва към измервателен комплект (шкаф $И_2$ – фиг. 3) чрез електрозахранващи и информационни кабелни линии.



***Фиг. 2**. Конфигурация на гониофотометъра за системи на фотометриране C-γ (а) и B-β (б)*

***Фиг. 3**. Измервателен комплект към гониофотометъра*

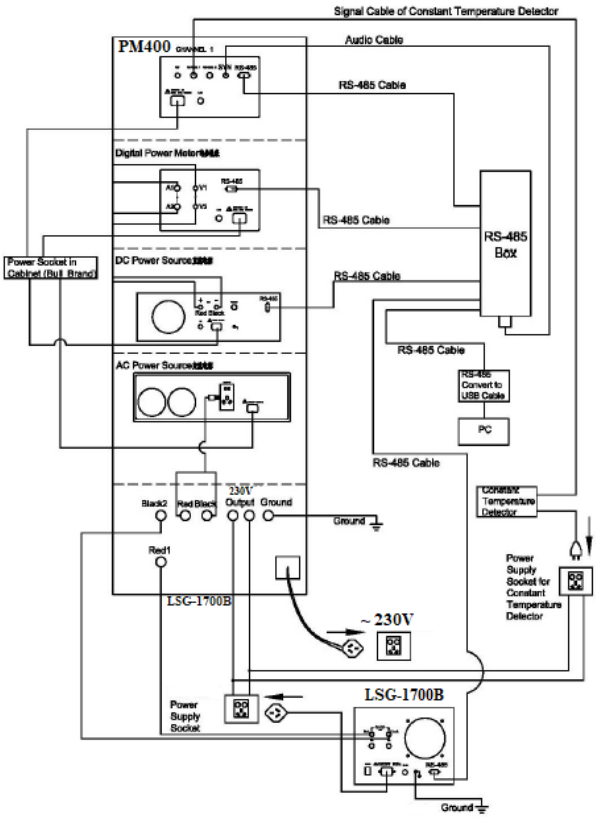
В шкафа на измервателния комплект са разположени: двуканален мултифотометър PM400; цифров уред LS2012 за измерване на напрежение, честота, ток, активна мощност и фактор на мощността; постояннотоков цифров регулатор на напрежение и ток DC30V10A-CC&CV; източник на стабилизирано променливотоково електрозахранване с напрежение 230 V/50 Hz – Power Series-LSP-500VAS. Електрическите и

информационните връзки от измервателния комплект ($И_2$) към гониофотометъра и фотодетектора са представени на фиг. 4. От мултифотометъра PM400 се осъществява връзка с фотодетектора, разположен на 8 m от гониофотометъра.

В табл. 2 са представени основните технически характеристики на гониофотометъра.

***Табл. 2**. Технически характеристики на автоматизирания гониофотометър LSG-1700B*

Характеристика на гониофотометър LSG-1700B	Стойност/ категория
Фотометричен клас, съгласно действащия DIN 5032-Част 7:	Клас А
Вид на измервателните оптични системи по CIE:	А-α, В-β, С-γ
Диапазон на изменение на измервателния ъгъл при система CIE за системата за С-γ:	$\gamma = \pm 180°$
Точност на задаване на измервателния ъгъл:	$\gamma \leq 0.5°$
Автоматично софтуерно управление и генериране на файлови формати:	*.ldt и *.ies



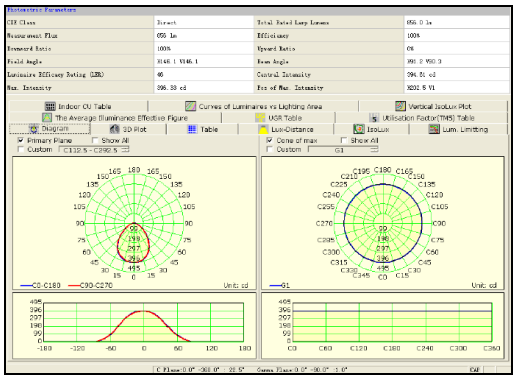
***Фиг. 4**. Диаграма на свързване на гониофотометъра*

Извършва се инсталиране и системна конфигурация на специализиран софтуер LSG-1700B Lisun Goniophotometer, с който се извършват процесите на управление (ъглови премествания), калибриране и измерване на гониофотометъра.

Към измервателния комплект на гониофотометъра е доставена и стандартна калибрираща лампа, модел SLS-150W, с параметри: постоянно напрежение 30 V, ток 6,11 A, светлинен поток Ф=4353,7 lm, интензитет на светлината I=379,6 cd и корелирана цветна температура T_c = 3195 K, посочени в сертификат за калибриране. В продължение на 20 минути се извършва темпериране на калибриращата лампа и установяване на светлинния поток. След установяване на светлинния поток в софтуера се задават параметрите на лампата, посочени в сертификата за калибриране, и се извършва процесът на калибриране.

Извършени са начални тестови фотометрични измервания на светлинни източници. На фиг. 5 е показан етап от процеса на измерване с гониофотометъра. Фотометрични резултати от измерено светлоразпределение на осево симетрична LED лампа с разсейвател са показани на фиг. 6. Получените фотометрични резултати съответстват на обявените.

***Фиг. 5**. Измерване с гониофотометър LSG-1700B*



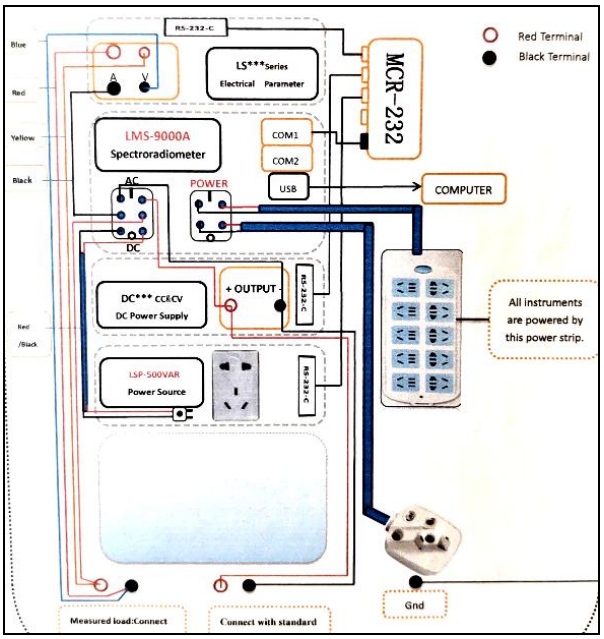
***Фиг. 6**. Резултати от измерване на СРК на LED лампа*

ИНСТАЛАЦИЯ И КАЛИБРИРАНЕ СПЕКТРОРАДИОМЕТЪРА

Интегриращата сфера се свързва с измервателен комплект $И_1$. В комплекта са разположени променливотоков цифров електроенергиен анализатор LS2010 за измерване на напрежение, ток (до 20 A), активна мощност, фактор на мощността и хармонични съставящи на ток и напрежение на изследвания светлинен източник и има собствен софтуер; спектрорадиометър LMS-9000B; цифров постояннотоков регулатор на напрежение и ток DC30V05A-CC&CV; източник на стабилизирано променливотоково електро-захранване с напрежение 230 V/50 Hz – Pure Sine Wave AC Power Source-LSP-500VAR.

Електрическите и информационните връзки между измервателния комплект със спектрорадиометъра LMS-9000B и интегриращата сфера са показани на фиг. 7, а на фиг. 8 е показан външния вид на измервателния комплект и интегриращата сфера, позиционирани в лабораторията.

От измервателния комплект към интегриращата сфера се свързват оптичен кабел, модел SMA905, с дължина 1,5 m, температурен сензор и фотодетектор.



Фиг. 7. *Диаграма на свързване на електрозахранващите и информационните кабелни линии на спектрорадиометъра и интегриращата сфера*

Фиг. 8*. Външен вид на измервателния комплект и интегриращата сфера, позиционирани в лабораторията*

Основните характеристики по отношение на точността и обхвата на измерване на спектрорадиометъра са представени в табл. 3.

Табл. 3*. Характеристики на спектрорадиометъра*

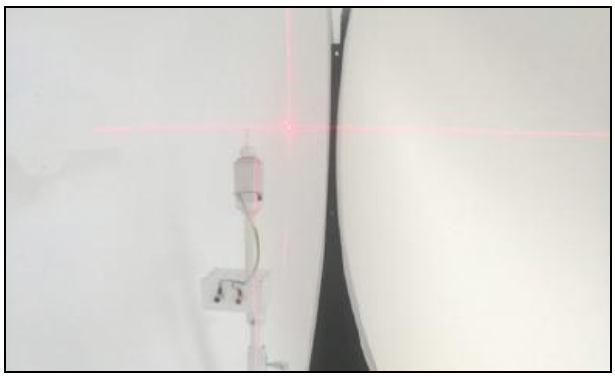
Характеристика на спектрорадиометър LMS-9000B	Стойност
Спектрален диапазон на измерване, в nm:	λ=380÷800
Спектрална точност в посочения вълнов обхват, в nm:	±0,3
Относителна грешка за вълновия обхват, в %	< 0,015 (600 nm) < 0,030 (435 nm)
Точност на измерване на цветовите координати (Δx, Δy):	±0,002
Диапазон на измерване на корели-раната цветна температура T_c, в K:	1500÷100000
Диапазон на измерване на индекса на цветопредаване R_a:	0÷100
Време на интегриране на измерването:	0,1 ms ÷ 20 s

Към спектрорадиометъра са предоставени две калибриращи лампи, модел SLS-100W, със сертификат за калибриране. В табл. 4 са посочени техническите характеристики на лампите.

Табл. 4. *Характеристики на калибриращите лампи*

Лампа	U, V(dc)	Ток, A	Ф, lm	T_c, K
SLS100W-1	30,0	3,9138	1272,6	2856
SLS100W-2	30,0	3,9852	1368,8	2856

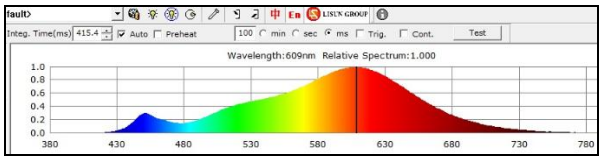
С помощта на лазерна система се извършва центриране на стандартната лампа и изследваните светлинни източници в център на интегриращата сфера, показано на фиг. 9.



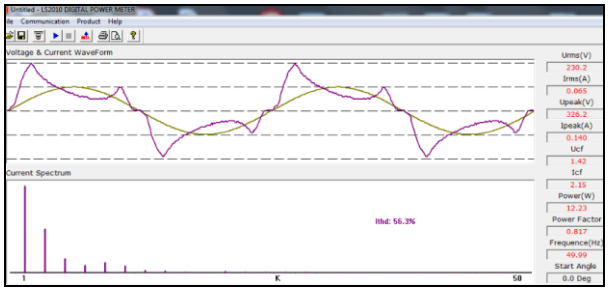
***Фиг. 9**. Центриране на светлинни източници в сферата*

Извършва се инсталиране и системна конфигурация на специализиран софтуер LMS-9000B Lisun Spectroradiometer, с който се извършва калибриране и измерване на електроенергийните и цветовите характеристики на светлинните източници.

В продължение на 40 минути се извършва темпериране на калибриращата лампа и установяване на светлинния поток. След установяване на светлинния поток се извършва калибриране по отношение на спектралния състав и светлинния поток на калибриращата стандартна лампа.



***Фиг. 10**. Измерване на спектър на изследвана LED лампа*



***Фиг. 11**. Форма и хармоничен състав на тока на изследваната LED лампа*

Измерванията се извършват чрез интегриране на фотометричните и цветовите характеристики на светлинните източници в сферата. На фиг. 10 са показани тестови резултати от измерване на спектралния състав на LED лампа, тип E27, 12 W, 1055 lm, 2700 K. Получените резултати съответстват на обявените параметри от производителя.

С помощта на софтуерен продукт LS2020 Digital Power Meter са показани резултати за формата и хармоничния състав на тока на изследваната лампа (фиг. 11).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Конструктивните параметри на въведените в експлоатация фирмени гониофотометър и интегрираща сфера със спектрорадиометър са съобразени с геометрията на светлотехническата лаборатория и специфичните изисквания към измервания с тях.

Извършената софтуерна конфигурация обезпечава автоматизираното управление и измерване с уредите. Фотометричната точност на детекторите отговарят на повишените изисквания на утвърдените международни стандарти.

Получените резултати от извършените електроенергийни, фотометрични и цветови измервания на LED осветители с гониофотометъра и спектрорадиометъра доказват работоспособността и точността на внедреното оборудване.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the European Regional Development Fund within the OP "Science and Education for Smart Growth 2014 - 2020", Project CoC "Smart Mechatronic, Eco-And Energy Saving Systems And Technologies", № BG05M2OP001-1.002-0023.

ЛИТЕРАТУРА

[1] BDS EN 13032-2:2018 – Light and lighting - Measurement and presentation of photometric data of lamps and luminaires.

[2] IES LM-79-08 – Electrical and Photometric Measurements of Solid-State Lighting Product, Illuminating Engineering Society, 2007.

[3] CIE 121-1996 – The Photometry and Goniophotometry of Luminaires.

[4] Velinov, K. Goniophotometer Modernization with Large Number of Digital Photo sensors. Annual of the University of Mining and Geology "St. Ivan Rilski", Vol. 54/3, 2011.

[5] Aleksandrov, N. Fundamental Colors Theory. Sofia, East-West, 2012, pp. 93-98.

[6] CIE 177:2007 – Colour Rendering of White LED Sources.

СЪЗДАВАНЕ НА МОДЕЛ НА УПРАВЛЯЕМИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ В SIMULINK ЗА ОБУЧЕНИЕ НА СТУДЕНТИ

Христо Ибришимов[1]
[1] *Технически университет-Габрово*

CREATING A MODEL OF PHASE-CONTROLLED BRIDGE RECTIFIERS IN SIMULINK FOR STUDENT TRAINING

Hristo Ibrishimov[1]
[1] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

In this paper interactive simulation models of controllable single-phase and three-phase bridge rectifiers are made. The models allow a detailed examination of the principle of operation of rectifiers, study of the harmonic composition of current and voltage at different characteristics of the load - active, active-inductive, preparation of the control characteristic. The developed models are intended for students in the specialty "Electric Power Distribution and Electrical Equipment" Bachelor's and Master's degree at the Technical University of Gabrovo.

Keywords: Matlab Simulink, Single phase full controlled bridge rectifiers, Three phase full controlled bridge rectifiers.

ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години интерактивните методи за обучение се превърнаха в основен методически подход в обучението в големите университети по света. Симулацията е вид интерактивно обучение и е основен използван подход, наред с класическото за обучение на студенти в инженерните специалности.

Развитието на компютърната техника позволи в последните години да се създават все по усъвършенствани софтуери за симулация. Такива са Matlab, Comsol Multiphysics, Ansys, Orcad PSpice, LT Spice, Multisim, PSim, Scilab и др. Посредством тях е възможно да се създаде модел с произволна сложност на система, устройство, схема и т.н.

Цел на настоящият доклад е създаване на интерактивни стимулационни модели за обучение на студенти на еднофазен и трифазен мостов управляем токоизправител в Matlab Simulink.

ИЗЛОЖЕНИЕ

В практиката често се налага да се регулира стойността на изправеното напрежение. Най-често използваните способи са:

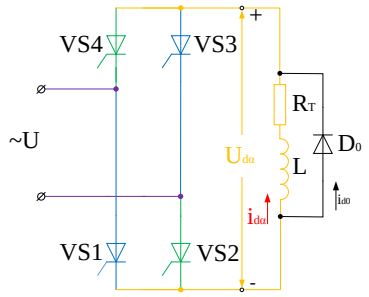
- Регулиране на стойността на мрежовото напрежение на входа на токоизправителя (ТИ);
- Регулиране на изправеното напрежение на изхода на ТИ;
- Регулиране чрез използване на управляеми ТИ[1-6].

Широко приложение за регулиране на изправеното напрежение са получили управляемите ТИ, с управляеми прибори-тиристори. Регулирането се осъществява като се изменя момента на отпушване на прибора по отношение на момента на естествената му комутация. Този способ позволява плавно да се регулира средната стойност на изправеното напрежение[1-3].

1.Еднофазен мостов управляем токоизправител.

Най-често използваната схема от еднофазните управляеми ТИ е на мостовата-фиг. 1 [2,7]. Предимството и пред схемата със среден извод на трансформатора е помалката типова мощност на трансформатора и възможността за безтрансформаторно свързване. Принципа на действие на схема-

та е следния системата за управление подава управляващи импулси към двете двойки тиристори VS1, VS3 и VS2, VS4 - фиг. 2. При достатъчно голяма стойност на индуктивността в товара, токът през тиристорите се получава под формата на правоъгълни токови импулси.

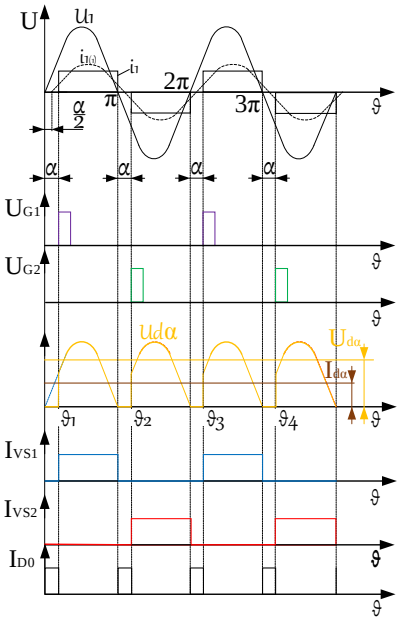


Фиг. 1. *Схема на еднофазен мостов управляем токоизправител*

Напрежението върху товара се определя от зависимостта:

$$U_{d\alpha} = U_d \cos\alpha, \qquad (1)$$

където α е ъгъла на регулиране.



Фиг. 2.*Времедиаграми.*

Създаване на модел в Simulink.

За създаване на модел на еднофазен мостов управляем токоизправител се използва библиотеката Simscape. Елементите на схемата се извикват последователно от библиотеките Foundation library/ Electrical /Specialized power system/ Electrical sources, Elements и Measurement. Начертаната схема на еднофазен мостов управляем токоизправител е показана на фиг. 3.

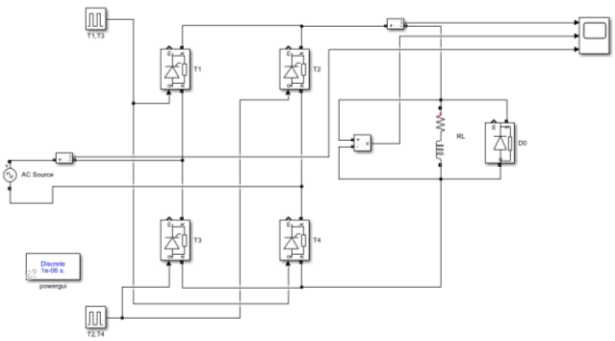


Fig. 3. *Управляем мостов токоизправител*

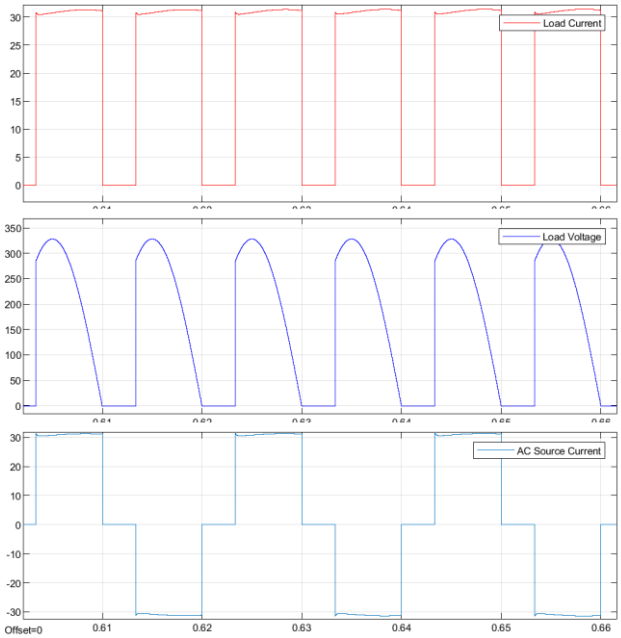


Fig. 4. *Симулирани времедиаграми на еднофазен мостов управляем токоизправител*

Задаване на параметри на елементите на схемата:

- AC Source-Peak amplitude (V): 330 V, Frequency (Hz): 50 Hz.

- Pulse generator-Amplitude (V):10 V, Period (secs): 0.02, Pulse Width (% of period): 20, Phase delay (secs): 0.02*(0+60=60/360) за T_1 иT_3, 0.02*(240/360) за T_2 и T_4. Посредством Phase delay се задава ъгъла на регулиране α. В показания пример е 60° ел.
- RL-Resistance (Ohms):5 Ω, Inductance (H): 0,5 H.

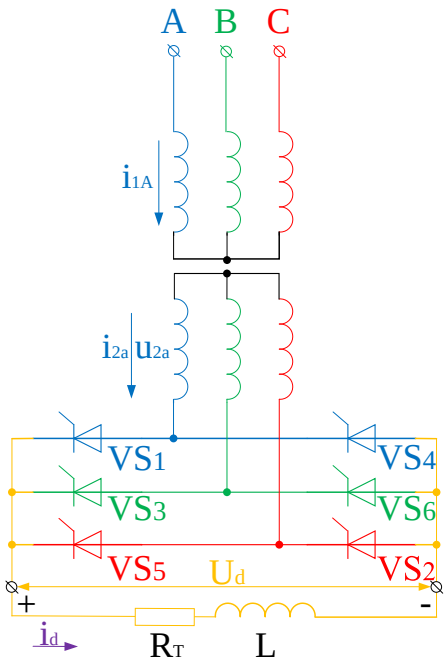
- Powergui блок схемата се преобразува като уравнения в пространството на състоянията и се избира тип на симулацията-дискретна, непрекъсната. Посредством вградените инстру-

менти в блока може да бъде направен хармоничен анализ на измерваните величини.

На фиг. 4 са резултати от направената симулация на еднофазен мостов управляем токоизправител.

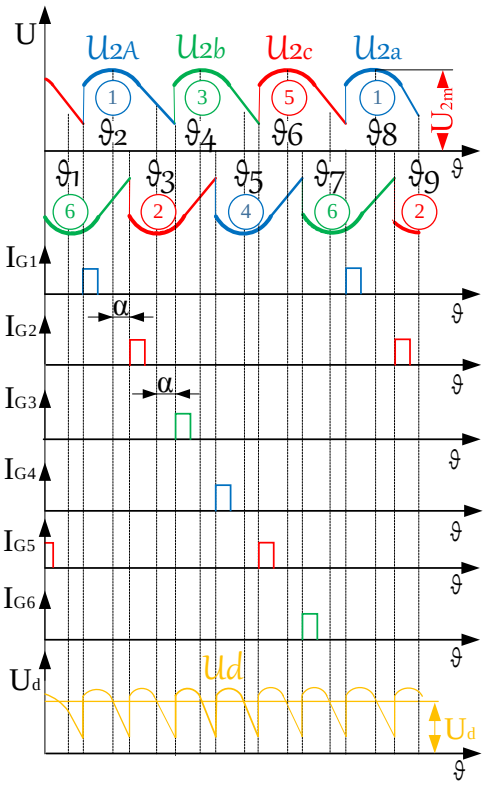
2.Трифазен мостов управляем токоизправител.

На фиг. 5 е представена схемата на трифазен мостов управляем токоизправител, а на фиг. 6 времедиаграми илюстриращи работата му.



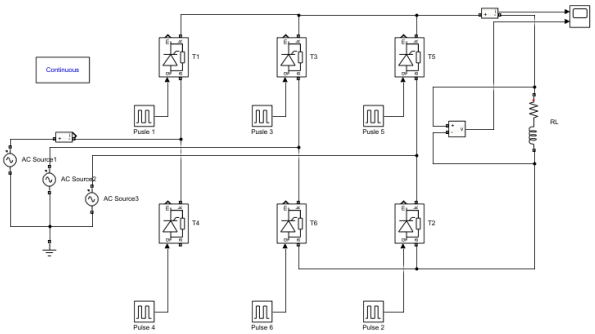
Фиг. 5. *Схема на трифазен мостов управляем токоизправител*

Трифазният мостов токоизправител е съставен от два еднополупериодни трифазни изправителя свързани последователно по отношение на товара. Управляемият токоизправител VS_1, VS_3, VS_5 изправя положителните полувълни на напрежението, а изправителя съставен от VS_2, VS_4 и VS_6 отрицателните полувълни на фазните напрежения. Управляващите импулси са отместени на ъгъл α спрямо пресечната точка на съответните фазни напрежения. Тиристорите се включват последователно, когато съответното им фазно напрежение е най-положително за катодната група или най-отрицателно за тиристорите от анодната група. Така на практика се получава 6 фазна система[2,7]. Пулсациите на напрежението и тока са шест кратни. Средната стойност на изправеното напрежение се получава посредством израз (1).



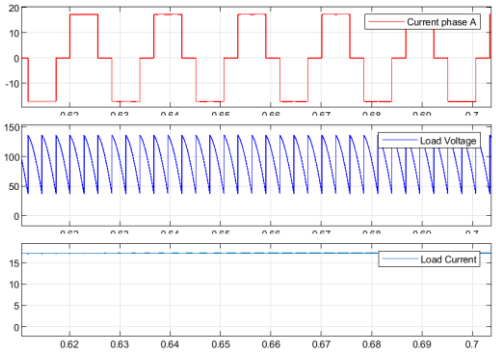
Фиг. 6. *Времедиаграми на трифазен мостов управляем токоизправител*

На фиг. 7 е представен модел на трифазен мостов изправител в Simulink. За съставяне на модела следва да се отчете, че отделните фази са дефазирани на 120º и 240º.



Фиг. 7. *Трифазен мостов управляем токоизправител*

На фиг. 8 са представени резултати от симулирането на работата на трифазен мостов управляем токоизправител при ъгъл на регулиране 45 º ел.



Фиг. 8. *Симулирани времедиаграми на трифазен мостов управляем токоизправител*

3. Хармоничен състав на тока и напрежението при управляемите токоизправители

При токоизправителите изправеното напрежение съдържа две съставящи: постоянна U_d и променлива - сума от висши хармоници, която може да се разложи в ред на Фурие[7]. Честотата на отделните хармоници е свързана с честотата на захранващата мрежа $f_{мр}$ и се определя от израза:

$$f_\upsilon = \upsilon m f_{мр}, \qquad (2)$$

където: υ = 1, 2, 3…(номер на хармоника); m-брой на фазите (за еднофазни двуполупериодни ТИ m=2 при трифазен мостов m=6).

Амплитудата на отделните хармоници $U_{d\upsilon m}$ отнесена към средната стойност на изправеното напрежение (за управляеми токоизправители) се намира от съотношението[7,8]:

$$\frac{U_{d\upsilon m}}{U_d} = \frac{2}{\upsilon^2 m^2 - 1}\cos\alpha\sqrt{1+\upsilon^2 m^2 tg^2\alpha}. \qquad (3)$$

При управляемите ТИ консумираният от мрежата ток i_1 и неговият първи хармоник $i_{1(1)}$ са дефазирани на ъгъл α от напрежението на мрежата u_1. Ако токът на еднофазните ТИ се разложи в ред на Фурие ще се получи[7]:

$$i_1(\vartheta) = \frac{4I_d}{\pi}\left(\begin{array}{l}\sin\vartheta + \frac{1}{3}\sin 3\vartheta + \frac{1}{5}\sin 5\vartheta + \\ ... + \frac{1}{\upsilon}\sin(\upsilon\vartheta)\end{array}\right), \qquad (4)$$

където Id е средната стойност на изправеният ток.

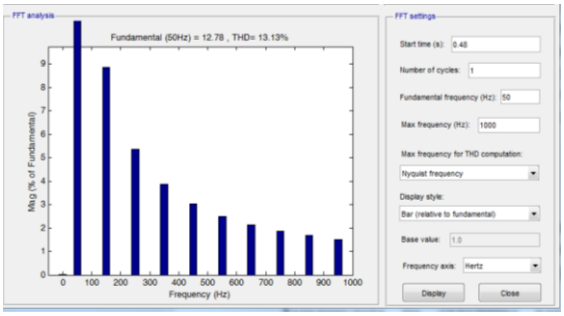
Хармоничният състав на тока на трифазния мостов ТИ се получава посредством израза[7]:

$$i_1(\vartheta) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi}\left(\begin{array}{l}\sin\vartheta - \frac{1}{5}\sin 5\vartheta - \frac{1}{7}\sin 7\vartheta + \\ + \frac{1}{11}\sin 11\vartheta ...\end{array}\right). \qquad (5)$$

От (5) се вижда, че при трифазния мостов ТИ няма трети хармоник и кратните на него.

При разгледаните зависимости не се отчита ъгълът на комутация γ на ключовите прибори и комутационните процеси в ТИ.

На фиг.9 е представен хармоничен анализ на тока на захранващият източник за еднофазен мостов управляем ТИ , при ъгъл на отпушване 65 ° ел.



Фиг. 9. *Хармоничен състав на тока на еднофазен управляем ТИ*

От фигурата е видно, че в хармоничният състав на тока на еднофазен мостов управляем ТИ има само нечетни хармоници.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящият доклад са съставени интерактивни симулационни модели на еднофазен мостов и трифазен мостов управляеми токоизправители за обучение на студенти от ОКС "Бакалавър". Моделите позволяват демонстрирането на принципа на действие на ТИ, снемане на регулировъчна характеристика и изследване на хармоничния състав на напрежението и тока. От получените графични зависимости се вижда работоспособността на симулационните модели.

ИЗПОЛЗВАНА ЛИТЕРАТУРА

[1]. Bobcheva, M., N. Gradinarov, N. Maleev, E. Popov, M. Anchev, Power electronics. Sofia, TU-Sofia, 1998.
[2]. Bobcheva, M., S. Tabakov, P. Goranov, Power electronics convertors. Sofia, Techniks, 2002.
[3].Nachev, N., etc. Industrial electronics, Sofia, TU-Sofia, 1994.
[4]. Popov, E., N. Hinov, Semiconductor electronics, Sofia, TU-Sofia, 2009.
[5].Simeonov, M. Power supplies, Gabrovo, Vasil Aprilov, 2015.
[6].Zabrodin, Y., Industrial elektronics. Moscow, Graduate School, 1982.
[7].Gradinarov, N., E.Popov, M. Anchev, N. Hinov. Guide for laboratory exercises in electronics. Sofia, TU-Sofia, 2014.
[8]. Matlab Simulink Documentation.

АНАЛИЗ НА ДЯЛОВОТО УЧАСТИЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИЯ ТРАНСПОРТ В ЕНЕРГИЙНИЯ МИКС НА ЕНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕТО В СЪОТВЕТСТВИЕ СЪС ЗАЛОЖЕНИТЕ ПОКАЗАТЕЛИ В СТРАТЕГИЯ ЗА УСТОЙЧИВО ЕНЕРГИЙНО РАЗВИТИЕ НА ГР. ВАРНА ЗА ПЕРИОДА 2014-2020 Г.

Валентин Гюров
Технически университет-Варна, кат. „Електроснабдяване и електрообзавеждане”

ANALYSIS OF THE PARTICIPATION OF ELECTRIC TRANSPORT IN THE TOTAL ENERGY MIX IN ACCORDANCE WITH THE PLANNED INDICATORS IN THE STRATEGY FOR SUSTAINABLE ENERGY DEVELOPMENT OF VARNA FOR THE PERIOD 2014-2020

Valentin Gyurov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

Abstract

The study presents the participation of electric transport in the overall energy mix for the base period and the planning period 2014-2020. The presented data include a comparative analysis between the different branch of transport for the city - automobile and electric, as well as a comparison with other sectors - domestic, industrial, municipal buildings and services. The results of the survey allow analysis of the change of the planned indicators and they can be served as a basis for drawing up adequate strategies for the next monitoring period.

Keywords: Electric Transport, Trolleybus transport, Energy Efficiency, Energy Strategies.

ВЪВЕДЕНИЕ

Стремежът за намаляване на енергопотреблението и отделяните парникови емисии е една от основните цели, залегнали пред страните членки на Европейския съюз. В тази връзка Европейската инициатива „Споразумение на кметовете” инициира разработването на местни стратегии за устойчиво енергийно развитие, целящи постигането на определени индикатори за даден програмен период. Споразумението на Кметовете е основното европейско движение с участието на местните и регионални органи за управление, ангажирали се доброволно с повишаването на енергийната ефективност и използването на възобновяеми енергийни източници на техните територии.

Конкретните параметри на Споразумението са намаляване на енергопотреблението с 20% и намаляване на емисиите на CO2 с 20%, спрямо първоначално определения базисен период. В тази връзка Община Варна, като част от инициативата от 2008 г., възложи разработването и утвърди Стратегия за устойчиво енергийно развитие за периода 2012-2020 г. Съществена част от стратегията е изпълнението на задължението за установяване количествените и качествените съотношения на енергопотреблението в енергийния микс на територията на общината, и нивото на емисиите на CO2. Същевременно е разработен задължителния План за действие за устойчива енергия (ПДУЕ), който се явява препо-

ръчителна стратегия за изпълнение за постигане целите на Споразумението.

В съответствие със Споразумение на кметовете, като базисен се приема първия предходен петгодишен период спрямо разработваната стратегия, за който може да бъде съставена пълна картина на енергопотреблението и извършена оценка за екологичното въздействие. В конкретния случай е зададен базисен период 2005-2010 и разработен ПДУЕ за период 2013-2020 г. Електрическият транспорт е представен като част от сектор „Транспорт" за община Варна, включващ обществения, товарния и автомобилния транспорт.

АНАЛИЗ НА ДЯЛОВОТО УЧАСТИЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИЯ ТРАНСПОРТ В ЕНЕРГИЙНИЯ МИКС ЗА БАЗИСНИЯ ПЕРИОД 2005-2010

За оценка на потреблението на енергия по сектори са използвани дефинираните в нормативната база показатели и по-конкретно физичната величина „първична енергия". Използването на величината първична енергия дава възможност за адекватна оценка и сравнение между отделните видове използвани енергии (електрическа, топлинна, енергия от природен газ, твърди и течни горива) [2], [3], [4]. По този начин се осъществява количествена съпоставимост между изследваните величини и се осъществява достоверна оценка за индивидуалното им въздействие върху общия разход на енергия.

Енергийната характеристика като първична енергия се определя чрез формулата:

$$EP = Q = \sum_{i=1}^{m} Q_{i,H} . e_i \text{ [kWh]} \quad (1)$$

където: Q – количество първична енергия [kWh]; $Q_{i,H}$ – количество потребена енергия с i-ия енергоносител [kWh]; e_i – коефициент, отчитащ загубите за добив/ производство и пренос на i-тата съставяща на потребената енергия.

Таблица 1. *Коефициенти e_i за различните горива*

Вид енергиен ресурс/енергия	e_i
Промишлен газьол, петрол и дизел	1.1
Природен газ	1.1
Пропан-бутан	1.1
Електроенергия	3

При анализа на консумацията на течни горива е съблюдавано е съотношението: 1 kcal първична енергия = 0,001162 kWh първична енергия, при показателите по Таблица 2.

Таблица 2. *Калоричност на горивата*

Гориво	***Калоричност***
Природен газ	8500 kcal/m^3
Ел. енергия	860 kcal/kWh
Пропан-бутан	11950 kcal/kg
Дизелово гориво	9000 kcal/kg
Бензин А98	10200 kcal/kg

Плътност на горивата: природен газ хнм3=1000 нормални кубични метра; бензин - относителна плътност при 15С: 720÷770 kg/m3; дизелово гориво – относителна плътност при 15С: 820÷850 kg/m3

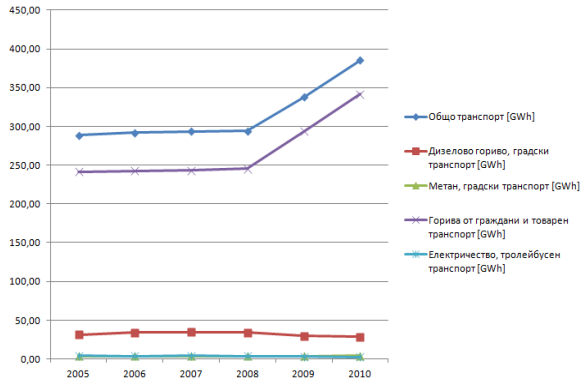
Използвани са данни от различните общински служби и от Националния статистически институт за реални продадени и консумирани количества горива.

За оценка на процентното увеличение на първичната енергия за базисния период е използвана величината ΔEP [%].

$$\Delta EP = \frac{EP_{2010} - EP_{2005}}{EP_{2005}} \cdot 100[\%] \quad (2)$$

Данните за енергопотреблението в сектор „Транспорт" са показани в Таблица 3.

Градският транспорт в Община Варна се осъществява основно от два големи превозвачи – „Градски транспорт" ЕАД – Варна и „Транстриумф Холдинг" АД. За целите на реализацията на проект „Интегриран градски транспорт", „Градски транспорт" ЕАД придобива собственост върху „Транстриумф Холдинг". „Транстриумф Холдинг" АД включва парк от 188 броя автобуси.



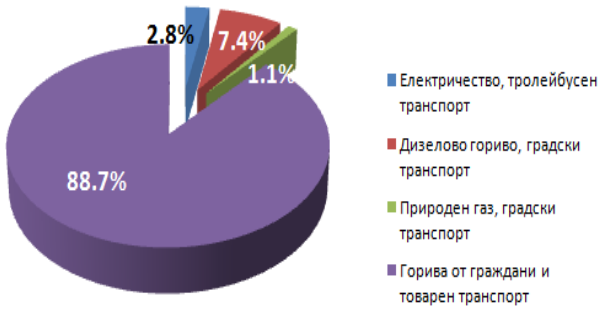
Фиг. 1. *Изменение на ПЕ в сектор „Транспорт”*

Таблица 3. *Съотношение на разхода на първична енергия в сектор „Транспорт”*

Сектор „Транспорт”		**2005**	**2006**	**2007**	**2008**	**2009**	**2010**
Електричество – тролейбусен транспорт	GWh	11.576	11.291	12.001	10.474	10.852	10.832
Дизелово гориво – градски транспорт	GWh	31.380	33.879	34.733	34.114	29.755	28.474
Природен газ – градски транспорт	GWh	3.762	3.762	3.762	3.762	3.762	4.391
Горива автомобилен и товарен транспорт	GWh	241.756	242.723	243.206	245.624	293.532	341.438
Общо	**GWh**	**288.475**	**291.656**	**293.703**	**293.974**	**337.901**	**385.137**
Електричество – тролейбусен транспорт	%	4.01	3.87	4.09	3.56	3.21	2.81
Дизелово гориво – градски транспорт	%	10.88	11.62	11.83	11.6	8.81	7.39
Природен газ – градски транспорт	%	1.3	1.29	1.28	1.28	1.11	1.14
Горива автомобилен и товарен транспорт	%	83.8	83.22	82.81	83.55	86.87	88.65
Общо	**%**	**100**	**100**	**100**	**100**	**100**	**100**

Общинският превозвач „Градски транспорт” ЕАД – Варна, разполага със следния подвижен състав: 41 броя тролеи Scoda 14Tr и Scoda 15Tr с електрическа мощност 100 и 2X100 kW; 149 бр. автобуси за градски транспорт. За периода 2014-2017 г. са доставени 30 бр. нови моно тролейбуса Skoda 26Tr, притежаващи рекуперативни функции, които замениха по-голямата част от съществуващия тролейбусен състав.

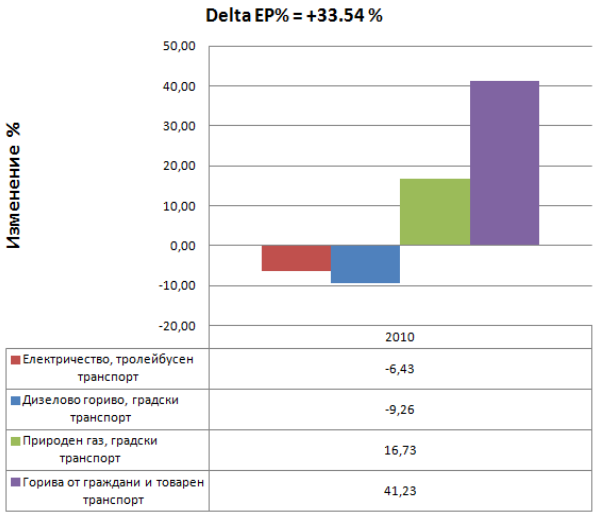
Фиг. 2. *Енергиен микс на сектор „Транспорт” за 2005 г.*



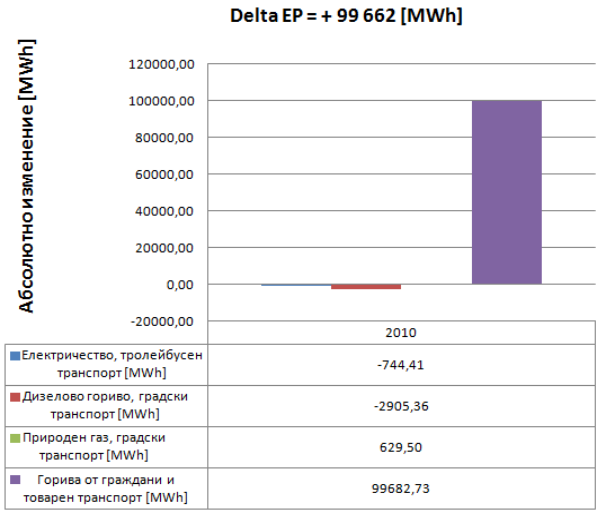
Фиг. 3. *Енергиен микс на сектор „Транспорт” за 2010 г.*

В процес на подготовка е проект за закупуване на нови 77 бр. електробуса и 10 бр. тролейбуса, като по този начин ще бъде подменен тролейбусния състав на 100%, а 21% от сегашния автобусен състав ще бъдат подменени с електробуси. За периода 2014-2017 г. бяха закупени 85 бр. нови автобуси, 22 бр. от тях използващи метан. Общо се обслужват 32 бр. вътрешноградски маршрута (28 бр. автобусни и 4 бр. тролейбусни) с обща дължина на трасето (674 км. автобусни и 81 км. тролейбусни).

Броят еквивалентни леки автомобили (ЕЛК) на 1000 души се е увеличил от 320 бр. през 2005 г. до 429 бр. през 2010 г., което означава, че автомобилният транспорт на граждани и товари ще е определящ за крайното енергопотребление.



Фиг. 4. *Процентно изменение на ЕП за 2005-2010 г.*



Фиг. 4. *Абсолютно изменение на ЕП за 2005-2010 г.*

Увеличението е с близо 35% при естествен прираст на населението +0.45% за общината. Отчитайки броя автомобили, които се предполага, че са с по-малка използваемост от средностатистическия ЕЛК, може да се очаква, че увеличението на енергопотреблението ще е в границите 33-35%. При градския транспорт, увеличението на употребата на природен газ е с +16.73%, а намаляването на употребата на дизелово гориво е – 9.26%. От гледна точка на ефективност, съчленените автобуси използвани във гр. Варна имат разход 5.03-5.35 kWh/km, а соло автобусите 3,57 до 4,09 kWh/km. Тролейбусите имат разход около 1.5 kW/km, а съвременните поколения с честотно управление и рекуперация имат разход около 1.1 kW/km и отделна възможност за рекуперация. Последната възможност няма как да бъде използвана при настоящата инфраструктура – трансформаторни подстанции с неуправляеми изправители тип Ларионов, т.е. при въвеждане на нови поколения електровозен състав, са необходими и промени в трансформаторните подстанции. Тук проблема с намаляването на потреблението на електричество с – 6.43% може да бъде по-задълбочено изследван, тъй като може да се дължи на много фактори, влияещи в съвкупност – прекалено остарели подвижни състави, дискомфорт на пътниците, недостатъчно оптимизирани трасета и разписания и др.

ПЛАН ЗА ДЕЙСТВИЕ ЗА УСТОЙЧИВА ЕНЕРГИЯ В СЕКТОР ТРАНСПОРТ ЗА ПЕРИОДА 2014-2020 Г.

Сектор „Транспорт” е с дял от 7.3% от общото енергопотребление за Община Варна. Прогнозата за енергийните доставки и потребление и предлаганите мерки за постигане на стратегията са показани в Таблица 4. При население от 348 хил. души, броя регистрирани МПС в движение е 120 хил., или по 1 на всеки 2.9 души, с включване на децата и гражданите в нетрудоспособна възраст. Счита се, че са достигнати нива близко до възможния максимум, предвид ограничения транспортен капацитет на инфраструктурата и паркоместата. Не се очаква увеличение на този дял повече от естествения прираст на населението, предвид постигнато високо съотношение на притежаван брой МПС към брой граждани.

При съставяне на енергийната прогноза са заложени проценти на увеличение на консумацията на енергийни суровини за година ΔЕР.

Нивата на ΔЕР за електричество са =1.7% и са осъществими с обновяването на тролейбусния парк. В случая това мероприятие се явява основно, тъй като според Директива 2009/28/ЕО е заложено задължително условие за 10% дял на потреблението

от ВЕИ в транспорта, а тролейбусите са една от най-съществените възможности за реализирането й. Респективно в дизеловото гориво е заложен спад с - 2%, тъй като то ще бъде повлияно едновременно както от увеличаване използването на тролейбусен транспорт, така и от увеличаване използването на природен газ в транспорта. За ръст на природния газ е заложен +0.5%, а за горива от граждани +0.25%.

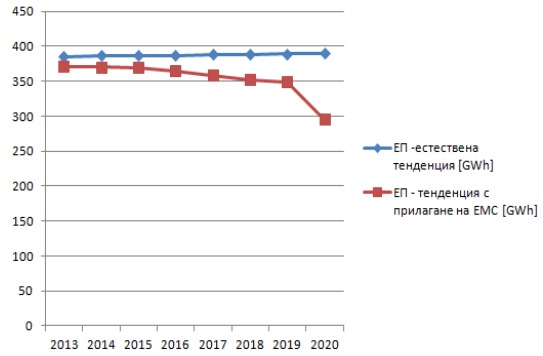
Като фактори влияещи за намаляването на енергопотреблението от конвенционален характер е заложено увеличаването на енергийната ефективност в обществената услуга „електроснабдяване" с до 3% и увеличаване на ползването на градски транспорт за сметка на МПС също с 3%. Последното трябва да бъде резултат от комплексния ефект при осъществяването на проекта за „Интегриран градски транспорт". Също така, заложеното развитие на алтернативния транспорт – подобряване условията на велосипедисти и пешеходци, се очаква да доведат до енергиен ефект около 1%. Общата тенденция в сектора за покачване на ΔЕР е доста тежка – до +35% и това прави много трудни изискванията за дял на ВЕИ и енергийна ефективност на сектора. В този аспект се предлага едно нетрадиционно решение – съвместно използване на ВЕИ и възможностите на транспорта в комплексен вид. Първият фактор е модернизацията на тролейбусния парк да се осъществи с ново поколение тролейбуси с рекуперативен режим. По този начин спирачната енергия по рекуперативен принцип се отдава обратно в мрежата чрез генериране на енергия за сметка на инерционните сили на задвиженото тяло. Тази възможност широко се използва в света, като всички съвременни електрически транспортни средства за обществен транспорт са такива. Възможна е генерация на 20% полезна електрическа енергия, която обърната към първична следва да се утрои.

Таблица 3. *Съотношение на разхода на първична енергия в сектор „Транспорт"*

Енергиен носител		**Базис**		**Прогноза енергопотребление**								**dEP**
		2005	**2010**	**2013**	**2014**	**2015**	**2016**	**2017**	**2018**	**2019**	**2020**	**%**
Електричество, тролейбусен транспорт	GWh	11,58	10,83	11,02	11,20	11,39	11,59	11,78	11,99	12,19	12,40	1,7
Дизелово гориво, градски транспорт	GWh	31,38	28,47	27,91	27,35	26,80	26,26	25,74	25,22	24,72	24,23	-2
Природен газ, градски транспорт	GWh	3,76	4,39	4,41	4,44	4,46	4,48	4,50	4,53	4,55	4,57	0,5
Горива от граждани и товарен транспорт	GWh	241,76	341,44	342,29	343,15	344,01	344,87	345,73	346,59	347,46	348,33	0,25
Общо сектор транспорт	**GWh**	**288,47**	**385,14**	**385,63**	**386,13**	**386,66**	**387,20**	**387,75**	**388,33**	**388,91**	**389,52**	**35,03**
Намаляване на ПЕ за реал. на стратегия 20/20/20			**Име фактор**	**2013**	**2014**	**2015**	**2016**	**2017**	**2018**	**2019**	**2020**	**ИК [%]**
Ув. ползв. на гт за сметка мпс 3% ИПЕ		GWh	ГТ	11,57	11,58	11,60	11,62	11,63	11,65	11,67	11,69	4,05
От ЕЕ в Енерго Про до 3%		GWh	ЕНЕРГО-ПРО ЕАД	0,00	0,11	0,17	0,23	0,24	0,24	0,24	0,37	4,01
Общо конвенционални мерки		GWh		11,57	11,70	11,77	11,85	11,87	11,89	11,91	12,06	4,18
Алтернативни тр. средства до 1%				3,86	3,86	3,87	3,87	3,88	3,88	3,89	3,90	
Рекуперация тролейбуси		GWh	REC	0,00	0,56	1,14	2,32	3,54	3,60	3,66	3,72	1,26
Електромобили 3% от граждани и т.т.		GWh	PV	0,00	0,00	0,00	2,07	4,15	6,24	7,30	31,35	10,62
Зареждане Електромобили от ВЕИ		GWh		0,00	0,00	0,00	2,07	4,15	6,24	7,30	31,35	10,62
ВЕИ покриви на депа и ТИС 4MWp		GWh					1,00	2,00	4,00	6,00	12,00	4,07
КОНСУМАЦИЯ НА ПЕ С МЕРКИ		GWh		370,20	370,02	369,88	364,02	358,18	352,48	348,86	**295,15**	
ОБЩА ИКОНОМИЯ С ЕМС		GWh		15,43	16,12	16,78	23,18	29,58	35,85	40,05	94,37	
Процент от енергийния микс за 2020		%									295,15	26,57
Икономия на ПЕ спрямо 2010		%										-23,37
Икономия на ПЕ спрямо 2020		%										-24,23

За отдаването ѝ на горно ниво в системата е необходимо реконструкция на токоизправителните станции от неуправляеми на управляеми, за да бъде продавана обратно на компанията доставчик на ел. енергия. Без тази реконструкция, енергията също може да бъде усвоявана – от друг потеглящ тролейбус в същия участък, т.е. такава мярка е осъществима на етап подмяна на тролейбусния парк. Към настоящата 2020 г. модернизацията на тролейбусния парк може да се счита за осъществена, но поради това че не е извършвана модернизация на токозиправителните станции, ефекта не е максимален.

Вторият компонент от комплексното решение за ВЕИ е осигуряването на инфраструктура за по-мащабно въвеждане на електромобили за градски условия. Нетрадиционният подход включва изграждането на фотоволтаични инсталации с мощност 4MWp, разположени над паркинги, покриви, депа и др. площи, в логистични удобни зони (например над депата на тролеите) и изградени зарядни станции за електромобили. Дори и в момента, без наличието на такава инфраструктура, е налице интерес към въвеждането на електромобили, но такъв подход може даде рязък тласък на сектора, да гарантира осъществимост на целите на стратегията и същевременно да е източник на средства за общината. Предполагаем начален клиент са големите таксиметрови компании, които могат да осигурят голяма бройка наведнъж. По този начин е възможно предлагането на три взаимосвързани мерки, с които може да се постигне ефект 10% ВЕИ в транспорта и да се подпомогне цялостната стратегия за 20% дял на ВЕИ, а именно: ВЕИ фотоволтаичен тип върху покривни и/или неизползваеми площи към "Градски транспорт ЕАД"– 4 MWp; Дял на електромобилите 3% или 4200 бр. през 2020 г.; Заряд на електромобилите от ВЕИ. Общият реализиран процент икономия спрямо 2010 г. е 23.37%, а делът ВЕИ в транспорта – 26.57%.



Фиг. 5. *Изменение на ЕП за 2013-2020 г при прилагане на мерки за енергийна ефективност и ВЕИ.*

ДЯЛ НА СЕКТОР ТРАНСПОРТ В ОБЩИЯ ЕНЕРГИЕН МИКС НА ОБЩИНА ВАРНА

Делът на енегопотреблението на сектор „Транспорт" за базисната 2005 г, приета за „нулева" при съставянето на ПДУЕ е 7.28% или в абсолютни стойности 288.47 GWh. Делът на електрическия транспорт в сектор транспорт възлиза на 4.01%.

Таблица 4. *Съотношения в сектор „Транспорт"*

Енергопотребление по сектори за 2005 г.	**GWh**	**%**
Сектор "Общински сгради,услуги и дейности"	329.698	8.31
Битов сектор	2069.134	52.18
Сектор "Промишленост"	1277.825	32.23
Сектор "Транспорт"	**288.474**	**7.28**
Общо енергопотребление	3965.133	100.00

Фиг. 6. *Процентно съотношение на енергийната консумация по сектори*

Установяването на настоящия дял на сектор „Транспорт” в общия енергиен микс и респективно дяловото участие на електрическия транспорт, е предмет на следващата Стратегия за устойчиво енергийно развитие на община Варна за период 2020-2025г.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Въпреки твърде амбициозната задача за постигане на икономия на енергопотребление в сектор „Транспорт” в размер на 10%, и липсата на възможност за пряко въздействие върху редица фактори, влияещи върху сектора, може да се отбележи, че редица от заложените мерски са изпълнени. Изцяло е обновен тролейбусния парк подсигуряващ в пълен капацитет траспортната услуга. Възстановена е една тролейбусна линия (Линия №86, дължина 8.6 км), поради запазената й през годините техническа инфраструктура, свързваща квартал Аспарухово с кв. Почивка. В ход е процедура за закупуване на 77 нови електробуса. Подновени са 85 автобуса с ново поколение с по-ниско екологично въздействие. В напреднала фаза е разработването на проект за зарядни станции за електромобили. Обсъжда се идеята за разработване на проект за градска електрическа железница. Въпреки това, общия краен ефект е изоставащ по отношение модернизация на токоизправителните станции за тролейбусен транспорт, внедряване на ВЕИ в транспорта и по-ефективно използване на рекуперативната енергия от тролейбусния транспорт. Все още не е обърнато достатъчно внимание върху ефективното използване на фотоволотаични електроцентрали в градски условия с използването площите на депата и комбинираната им употреба със зарядни станции за електромобили. Въпреки приетите облекчения за достъп до сини зони, делът на електромобили е по-нисък от необходимия, като желаните индикатори се подпомагат единствено от значимия брой автомобили с хибридно задвижване.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by by the Bulgarian Scientific Fund, Operational Programme “Fundamental Research”, Session 2019 under contract № 06-37/28 16.12.2019. „Research on Electricity Consumption Regimes in Electric Power Supply Systems for Urban Electric Transport with Two-way Power Flow”.

REFERENCE

[1] Bokerman, A, V. Gyurov, P. Kirovski, R. Mircheva, A. Georgieva, M. Mirchev, Strategia za ustoichivo energiino razvitie na obshtina Varna 2013-2020, Plejaeds Gmbh, Vuzlojitel obshtina Varna.

[2] Zakon za energiina efektivnost 2008 г.

[3] Naredba № РД-16-1058 ot 10.12.2009г. za pokazatelite za razhov i energia i energiinite harakteristiki na sgradite.

[4] Direktiva 2010/31/EC na evropeiskia parlament i na syveta na evropa ot 19.05.2010.

INVESTIGATION OF THE POWER REDUCTION OF HORIZONTALLY MOUNTED SOLAR MODULE DUE TO SOILING

Tomislav M. Pavlović [1], Ivana S. Radonjić[1], Dragoljub Lj. Mirjanić[2], Darko Divnić[2]

[1] *University of Niš, Faculty of Sciences and Mathematics, Department of Physics, Višegradska 33, 18000 Niš, Serbia*

[2] *Academy of Sciences and Arts of the Republic of Srpska, Bana Lazarevića 1, 78000 Banja Luka, Republic of Srpska*

Abstract

Soiling of the solar modules can significantly diminish quantity of solar energy which solar modules absorb. This paper presents the results of the influence of calcium carbonate and soil on the power of horizontally mounted solar module. The power of the solar modules upon soiling with 3 g of calcium carbonate ($CaCO_3$) decreased by 12.04% in relation to the clean solar module, and upon soiling with 2.5 g of soil it decreased by 9.13% in relation to the clean solar module. It can be concluded that calcium carbonate exerts a little bit greater influence on reducing the power of horizontal solar module than soil soiling.

Keywords: soiling, solar module, power, $CaCO_3$, soil.

INTRODUCTION

Since the big energy crisis in 1973, renewable energy sources (Sun, wind, geothermal energy, etc.) are being used increasingly. The most significant renewable source of energy is the Sun. For the production of solar generated electricity, photovoltaic (PV) systems are used. PV technology has been widely used over recent years because of its sustainability and cleanliness. The increase of solar modules installation in the world led to an increase in the investigation of the phenomena that may cause adverse effects on the performance of solar modules, such as soiling [1-4].

The performance of the solar modules is influenced by various factors such as the material the module is manufactured of, solar module angle of inclination (angle at which it is set - tilt angle), the intensity of the solar radiation reaching the surface of the module, soiling of the module surface, module temperature, etc. Soiling is a term used to describe the deposition of dust (dirt) on the solar modules, which reduces the amount of solar radiation reaching the solar cells [2, 5-11].

EXPERIMENT

To determine the power of horizontally installed solar module, depending on its soiling by calcium carbonate and soil deposition, solar system shown in Fig. 1. was used. The solar system is located on the roof of the Academy of Sciences and Arts of the Republic of Srpska (ASARS) in Banja Luka, representing a part of the ASARS Solar Energy Laboratory.

Fig. 1. *Solar system composed of five identical solar modules*

For this purpose, horizontally mounted polycrystalline silicon solar module power of 50 Wp (SOLE SL-50P, Germany) was used.

Characteristics of the SOLE SL-50P solar module are given in Table 1.

Table 1. *Characteristics of SOLE SL-50P solar module*

Dimensions (size)	669 x 508 x 35 mm
Weight	5.7 kg
Cell type	Si polycrystalline
Power of solar module	50 Wp
Optimum operating current	2.78 A
Optimum operating voltage	18 V

On 19.02.2020 in the period from 12.00 to 13.00, the influence of different masses of CaCO3 and soil on the power of the horizontal solar module was investigated. On the day of measurement, the horizontal solar module was first cleaned to remove dirt, and the power of the clean module was measured. After that, solar module was soiled with $CaCO_3$ and its power was measured. The solar module was then cleaned, then soiled with soil, and the power measurement of the horizontal solar module soiled with soil was performed.

A stationary PV-KLA device (Ingenieurburo Mencke & Tegtmeyer, Germany) was used to measure the power of the horizontal solar module.

Fig. 2. *PV-KLA device*

The SolarUsbSW switch with accompanying software SolarControlM v0.1.1 (Metering solutions, B&H) was used for automatic control of solar module power measurement and archiving of measured data.

Fig. 3. *SolarUsbSW switch*

RESULTS

Power values of clean, with $CaCO_3$ and soil soiled horizontal solar module, as well as reduction of its power due to soiling on 19.02.2020 are given in Table 2.

Table 2. *Power of clean, with $CaCO_3$ and soil soiled horizontal solar module and reduction of its power due to soiling on 19.02.2020*

Date	Clean	3 g $CaCO_3$		2.5 g soil	
	P (W)	P (W)	ΔP (%)	P (W)	ΔP (%)
19.02.2020	24.32	21.39	12.04	22.10	9.13

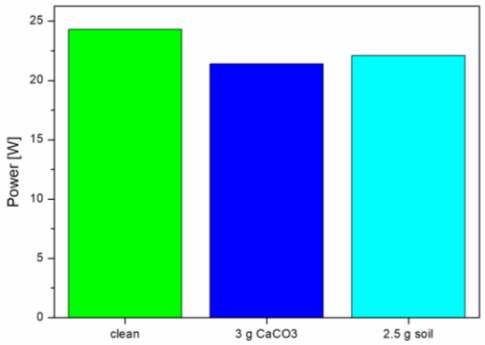


Fig. 4. *Power of clean and soiled horizontal solar module with $CaCO_3$ and soil*

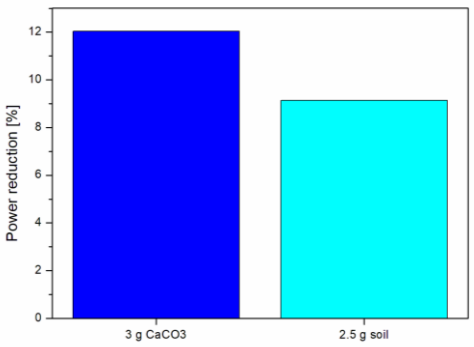


Fig. 5. *Comparison of the impact of $CaCO_3$ and soil on the power reduction of horizontal solar module*

Due to soiling with 3 g of $CaCO_3$, the power of the horizontal solar module decreased by 12.04%. Due to soiling with 2.5 g of soil, the power of the horizontal module decreased by 9.13%.

Based on the data in Tab. 2. and Fig. 5. it can be seen that the power of the horizontal solar module decreases a little bit more due to soiling with $CaCO_3$ than with soil.

CONCLUSION

Solar modules have been widely used over recent years in the world, which led to an increase in the investigation of the phenomena that may cause adverse effects on the performance of solar modules, such as soiling.

The performances of solar modules are influenced by various factors. One of the factors that is increasingly being examined is also soiling of solar modules which reduces the amount of solar radiation reaching the solar cells.

Due to soiling with 3 g of $CaCO_3$, power of horizontal solar module decreased by 12.04%, and due to soiling with 2.5 g of soil by 9.13%.

The obtained results can be used to plan and design installation of solar modules, to conduct their maintenance, and to increase use of solar energy in the Republic of Srpska and worldwide as well.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper was done with the financial support of the project 19/6-020/961-31/18 approved by the Ministry of Scientific and Technological Development, Higher Education and Information Society of the Republic of Srpska.

REFERENCES

[1] I. S. Radonjić, T. M. Pavlović, D. Lj. Mirjanić, M. K. Radović, *Investigation of the energy efficiency of soiled solar module mounted at the optimal angle*, *Proceedings of International Scientific Conference UNITECH 2017*, 17-18 November 2017, Gabrovo, Volume I, pp. 84-88.

[2] I. S. Radonjić, T. M. Pavlović, D. Lj. Mirjanić, M. K. Radović, *Investigation of solar module energy efficiency depending on their surface soiling degree*, *Proceedings of Scientific Conference UNITECH 2016*, 18-19 November 2016, Gabrovo, Volume I, pp. 147-151, ISSN: 1313-230X.

[3] A. Pan, H. Lu, L-Z. Zhang, *Experimental investigation of dust deposition reduction on solar cell covering glass by different self-cleaning coatings*, Energy, Volume 181, pp. 645-653, 2019.

[4] M. M. Fraga et al., *Analysis of the soiling effect on the performance of photovoltaic modules on a soccer stadium in Minas Gerais, Brazil*, Solar Energy, Volume 163, pp. 387-397, 2018.

[5] I. S. Radonjić Mitić, *Investigation of energy efficiency of PV solar modules depending on their soiling in real climate conditions in Nis*, Doctoral dissertation, University of Niš: Faculty of Sciences and Mathematics, Department of Physics; 2018.

[6] H. M. Ali et al., *Effect of Dust Deposition on the Performance of Photovoltaic Modules in Taxila, Pakistan*, Thermal Science, Volume 21, Issue 2, pp. 915-923, 2017.

[7] M. A. Bashir et al., *An experimental investigation of performance of photovoltaic modules in Pakistan*, Thermal Science, Volume 19, Suppl. 2, pp. S525-S534, 2015.

[8] S. You et al., *On the temporal modelling of solar photovoltaic soiling: Energy and economic impacts in seven cities*, Applied Energy, Volume 228, pp. 1136-1146, 2018.

[9] F. M. Zaihidee et al., *Dust as an unalterable deteriorative factor affecting PV panel's efficiency: Why and how*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volume 65, pp. 1267-1278, 2016.

[10] A. Sayyah, M. N. Horenstein, M. K. Mazumder, *Energy yield loss caused by dust deposition on photovoltaic panels*, Solar Energy, Volume 107, pp. 576-604, 2014.

[11] T. Pavlović ed., *The Sun and Photovoltaic Technologies*, Springer, 2019.

НАПРАВЛЕНИЕ 2

ЕЛЕКТРОНИКА И СЕНЗОРНА ТЕХНИКА

SESSION 2

ELECTRONICS AND SENSORS TECHNICS

NEW KIND OF DIGITAL FILTER BASED ON THE FREQUENCY LOCKED LOOP

Perišić Đurđe[1], Miroslav Bojović[2], Željko Gavrić[1], Vanja Mišković[1]
[1] *Faculty of Information Technology, Slobomir P University, Slobomir, BiH*
[2] *School of Electrical Engineering, University of Belgrade, Beograd, Serbia*

Abstract

In this article one new kind of FIR (Finite Impulse Response) digital filter is described. The filter is intended for the filtering of pulse periods. The filter is designed using special kind of the Frequency Locked Loop (FLL) of the fifth order, which is based on the measurement and processing of the input periods only. The FLL is described by the difference equations. Z transform approach was used for the system analysis. The procedure and methodology of the digital filter design is described in details. The design is performed using Mat-lab tools, dedicated to the design of the FIR digital filter. Analyzes of the filter were performed in the time and frequency domains. Computer simulation of the system in time domain is made to enable precise insight into the system functioning and to proof the correctness of the mathematical analyzes.

Keywords: Digital circuits, Digital filters, PLL, FLL, Pulse circuits.

INTRODUCTION

The idea of generating new types of PLLs and FLLs by processing the input and output signal periods and the time differences between them, has fully met expectations. Let us call these new systems, in short, the period FLL and the period PLL. In the papers [1] to [11], the period PLLs and FLLs were applied in the field of frequency averaging, phase shifting, time shifting, phase control, tracking, predicting, frequency synthesizers, noise rejection, frequency multipliers and the others. These works have shown that the field of PLLs and FLLs application has significantly increased, compared to the classical PLLs and FLLs.

This article discovered one new special property of the period FLL. For the appropriate choice of the system parameters, the period FLL can function as FIR digital filter intended for the filtering of pulse signal periods. That was possible due to the fact that the difference equations of the period FLLs is structurally very similar to FIR digital filter equations. This article demonstrates how we can adapt the transfer function of the fifth order period FLL and choose its system parameters using FIR digital filter theory, in order to function as the desired digital filter, intended for the filtering of pulse periods. To do that it was necessary first to define the difference equations of the period FLL of the fifth order and to find out its appropriate transfer functions.

The rest of articles and books [12] to [17] in the references, are used as the theoretical base for the different fields which are used in these analyzes, for electronics implementations and for the development necessities.

TRANSFER FUNCTIONS OF FLL

Let us first consider Fig. 1, which represents a general case of an input signal Sin and an output signal Sop of the period FLL of the fifth order. The periods TI_k and TO_k, as well as the time difference τ_k, occur at discrete times t_k, t_{k+1}, t_{k+2}, t_{k+3}, t_{k+4}, t_{k+5}…, which are defined by the falling edges of the pulses of Sop in Fig. 1. In the real time applications of the period FLL, any output period can be calculated only using the previous input periods of the lower order. Taking this fact in account, the general difference equation which

describes period FLL of the fifth order, intended for the real time applications, is presented in eq. (1), where b_1, b_2, b_3, b_4 and b_5 are the system parameters. Because of simplicity, all expressions for periods TO and TI in eq. (1), instead of discrete times in brackets e.g. TO(k+4), they use the corresponding index TO_{k+4}. Because of necessity for the precise recognition of the FLL state at any discrete time, one additional difference equation, describing the time difference τ, is presented in eq. (2). It comes out as the natural relation between the variables in Fig. 1. To determine the transfer functions of the period FLL, the Z transform of eqs. (1) and (2) are presented in eqs. (3) and (4), respectively, where TO_0, TI_0, in eq. (3) and τ_0 in eq. (4) represent the initial conditions of variables TO_k, TI_k and τ_k. Because of simplicity, expressions TO(z) and TI(z) are denoted by TO_z and TI_z in eq. (3). Since the process start at $t=t_k$, all values of variables, before $t=t_k$, are equal to zeros. Therefore, according to eq. (1), $TO_1=b_1 \cdot TI_0$, $TO_2=b_1 \cdot TI_1+b_2 \cdot TI_0$, $TO_3=b_1 \cdot TI_2+ b_2 \cdot TI_1+b_3 \cdot TI_0$ and $TO_4=b_1 \cdot TI_3+b_2 \cdot TI_2+b_3 \cdot TI_1 +b_4 \cdot TI_0$. Entering TO_1, TO_2, TO_3 and TO_4 into eq. (3), TO(*z*) is calculated and shown in eq. (5).

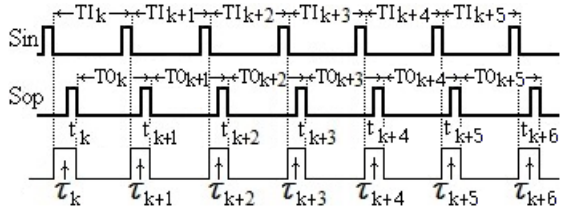


Fig. 1. *The time relations between the input and output variables of period FLL.*

$$TO_{k+5} = b_1 TI_{k+4} + b_2 TI_{k+3} + b_3 TI_{k+2} + b_4 TI_{k+1} + b_5 TI_k \quad (1)$$

$$\tau_{k+1} = \tau_k + TO_k - TI_k \quad (2)$$

$$\begin{aligned} &z^5 TO_z - z^5 TO_0 - z^4 TO_1 - z^3 TO_2 - z^2 TO_3 - z TO_4 = \\ &b_1(z^4 TI_z - z^4 TI_0 - z^3 TI_1 - z^2 TI_2 - z TI_3) + b_2(z^3 TI_z - \\ &-z^3 TI_0 - z^2 TI_1 - z TI_2) + b_3(z^2 TI_z - z^2 TI_0 - z TI_1) + \\ &+b_4(z TI_z - z TI_0) + b_5 TI_z \end{aligned} \quad (3)$$

$$z\tau(z) - z\tau_0 = \tau(z) + TO(z) - TI(z) \quad (4)$$

$$TO(z) = TI(z)\frac{z^4 b_1 + z^3 b_2 + z^2 b_3 + z b_4 + b_5}{z^5} + TO_0 \quad (5)$$

It is now necessary to investigate under which conditions the circuit described possesses the properties of a FLL. To do that, let us suppose that the step input is TI(*k*) = TI = constant. Substituting the Z transform of TI(*k*) i.e. TI(*z*) = TI· *z*/(*z*-1) into eq. (5) and using the final value theorem, it is possible to find the final value of the output period TO_∞, which the FLL reaches in stable state. We can calculate TO_∞ = lim TO(*k*) if $k \to \infty$, using TO(*z*). This is shown in eq. (6). It comes out from eq. (6), that TO_∞=TI if eq. (7) is satisfied. This means that the system described possesses the properties either of a FLL or a PLL. To make decision, it is necessary to determine the behaviour of time difference "τ". Entering TO(*z*) from eq. (5), into eq. (4) and taking in account eq. (7), τ(*z*) is calculated and presented in eq. (8). Substituting now TI(*z*) = TI·*z*/(*z*-1) into eq. (8) and using the final value theorem, it is possible to find the final value of the time difference τ_∞ = lim τ(*k*) if $k \to \infty$, using τ(*z*), given by eq. 8. Taking in account, according to eq. (7), that -b_5=b_4+ b_3+b_2+b_1-1, τ_∞ was found and shown in eq. (9). Equation (9) also confirms that the described system possesses the properties of a FLL, since τ_∞ depends on the initial conditions. It comes out that the system does not possess the properties of a PLL.

$$TO_\infty = \lim\left[(z-1)TO(z)\right]_{z\to 1} = TI(b_1 + b_2 + b_3 + b_4 + b_5) \quad (6)$$

$$b_1 + b_2 + b_3 + b_4 + b_5 = 1 \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \tau(z) = TI(z) \cdot [&-z^4 + z^3(b_1 - 1) + z^2(b_2 + b_1 - 1) + \\ &z(b_3 + b_2 + b_1 - 1) - b_5] / z^5 + (TO_0 + z\tau_0)/(z-1) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \tau_\infty &= \lim\left[(z-1)\tau(z)\right]_{z\to 1} = \\ &= TI(4b_1 + 3b_2 + 2b_3 + b_4 - 5) + TO_0 + \tau_0 \end{aligned} \quad (9)$$

There are two transfer functions which describe this period FLL. These are $H_{TO}(z)$=TO(z)/TI(z) and $H_\tau(z)$=τ(z)/TI(z) shown in eqs. (10) and (11). They originate from eqs. (5) and (8).

$$H_{TO}(z) = \frac{TO(z)}{TI(z)} = \frac{z^4 b_1 + z^3 b_2 + z^2 b_3 + z b_4 + b_5}{z^5} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} H_\tau(z) = \frac{\tau(z)}{TI(z)} = [&-z^4 + z^3(b_1 - 1) + \\ &z^2(b_2 + b_1 - 1) + z(b_3 + b_2 + b_1 - 1) - b_5] / z^5 \end{aligned} \quad (11)$$

design of digital filter

There are important differences between the FIR digital filter and the described FLL. First, the FIR digital filter processes the digitized amplitudes and the FLL processes the digitized periods. Second, the sampling of the input signal is performed at constant time intervals, while the processing of the period may be non-uniform, when the input period is not constant. Since the periods of the input and output signals are time variables, they are distributed in time and they overlap each other, disabling the calculation of the output period with the input period of the same order. Note that the periods of the same order represent the periods defined by the same discrete time. FIR digital filters do not have this phenomenon. Because of this appearance it was necessary to introduce in math of the period FLL new variable, time difference between the input and output, due to which we could control the overlapping and determine the relation between the output and input precisely, as it was shown in the previous chapter. However, there are also very important similarities between these two systems. Both systems are described by difference equations. This FLL, as said, processes only the periods of the input signal and FIR digital filters process only input samples. The difference equations of FLL have a structural form that is very similar to the structural form of the difference equation of the FIR digital filter. The only difference in their equations stems from the already mentioned fact that only lower order input periods can be used in the calculation of the output period, which is not the case with the FIR digital filter. But even so, theory and Mat-lab tools of FIR digital filter can be used effectively to design FIR digital filters based on FLL, which are intended for digital filtering of pulse signal periods.

To demonstrate the adaptation of the period FLL in order to work as the digital filter for the pulse periods, let us first design low pass FIR digital filter of the forth order (N=4), with the sampling frequency fs=10000 Hz and cutoff frequency fg=1600 Hz. If we use triangle windowing and Mat-lab command "fir1", we can get vector "b" of the filter coefficients as b=fir1(N, fn, triang(N+1)), where the normalized cutoff frequency fn=fg/(fs/2). This command gives the next coefficients for FIR digital filters: b_{0d}=0.0620, b_{1d}=0.2314, b_{2d}= 0.4132, b_{3d}=0.2314 and b_{4d}=0.0620 where suffix "d" signifies that these coefficients belong to the digital filter. The corresponding transfer function, for the digital filter described, is $H_d(z) = b_{0d}+b_{1d}.z^{-1} +b_{2d}.z^{-2} +b_{3d}.z^{-3}+b_{4d}.z^{-4}$, or it can be given as in eq. (12). If we compare the transfer function $H_{TO}(z)$ of FLL, given by eq. (10), and eq. (12), we can notice that both of them possess five coefficients or parameters. If we define the parameters of the FLL as: $b_1=b_{0d}$, $b_2=b_{1d}$, $b_3=b_{2d}$, $b_4=b_{3d}$ and $b_5=b_{4d}$, we will get a new expression for H_{TO}, given in eq. (13). Note that the sum of the chosen parameters of FLL $b_{0d}+b_{1d}+b_{2d}+b_{3d}+b_{4d}=1$, satisfies eq. (7). It means that the period FLL is the stable system and that it possesses the same zeros as digital filter. The difference between $H_d(z)$ and $H_{TO}(z)$, shown in eqs. (12) and (13), is in theirs denominators. Namely, their relation can be expressed as $H_{TO}(z)= H_d(z) .z^{-1}$. This means that the frequency responses of $H_{TO}(z)$ and $H_d(z)$ will be almost the same. More precisely, theirs magnitudes will be the same, but the period FLL

$$H_d(z) = \frac{TO(z)}{TI(z)} = \frac{z^4 b_{0d} + z^3 b_{1d} + z^2 b_{2d} + z b_{3d} + b_{4d}}{z^4} \quad (12)$$

$$H_{TO}(z) = \frac{TO(z)}{TI(z)} = \frac{z^4 b_{0d} + z^3 b_{1d} + z^2 b_{2d} + z b_{3d} + b_{4d}}{z^5} \quad (13)$$

will introduce additional delay of -π [rad] at the output signal, in comparison with the phase at the output of digital filter. In accordance with the Mat-lab definitions, the vectors of coefficients b_d and parameters b_{TO}, which correspond to the transfer functions $H_d(z)$ and $H_{TO}(z)$, are shown in eq. (14). These vectors will be used in commands, devoted to the design of FIR digital filters. According to the Mat-lab vector definitions, the relation between them can be expressed as $b_{TO}=[0\ b_d]$.

$$\begin{aligned} b_d &= [b_{0d}\ \ b_{1d}\ \ b_{2d}\ \ b_{3d}\ \ b_{4d}] \\ b_{TO} &= [0\ \ b_1\ \ b_2\ \ b_3\ \ b_4\ \ b_5] = [0\ \ b_{0d}\ \ b_{1d}\ \ b_{2d}\ \ b_{3d}\ \ b_{4d}] \end{aligned} \quad (14)$$

Using commands "freqz (b_{TO}, 1, 1024, fs)" and "freqz (b_d, 1, 1024, fs)", the frequency responses of $H_{TO}(z)$ and $H_d(z)$ are determined and presented in Fig. 2, for the half of the sample rate. It can be seen that the magnitudes of the digital filter and the FLL are identical with the cutoff frequencies of 1600 Hz, and that the phases which two systems introduced into the output signals differ for expected -180°. Both of them are linear, but for the half of the sample rate, the phase of the FLL is -540° and the phase of the digital filter is -360°.

Using simulation, let us now present the effects of the FLL filtering in time domain. The simulation in time domain is to enable better insight into the procedure and physical meaning of the variables described. All discrete values in simulation were merged to form continuous curves. Note that all variables in the following diagram are presented in time units. The time

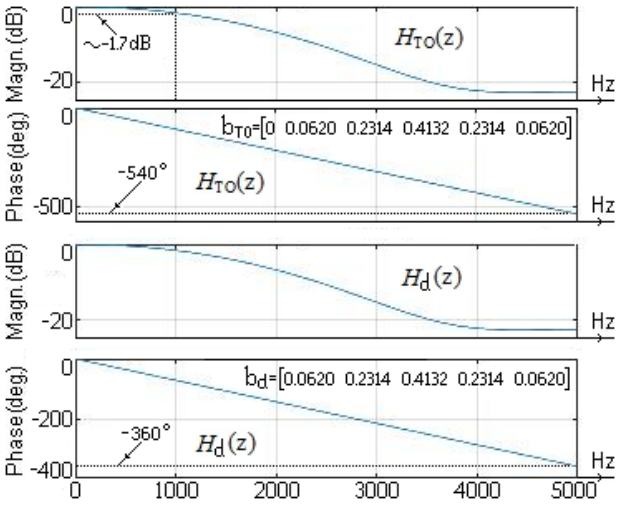


Fig. 2. *Magnitudes and phases of the frequency responses of $H_{TO}(z)$ and $H_d(z)$.*

unit can be, μsec, msec or any other, but assuming the same time units for all input and output time variables. It was more suitable to use just "time unit" or abbreviated "t.u." in the text. It was more convenient to omit the indication „t.u." in diagram. For this purpose the input period $TI(k+1)=10+S_1(k)+S_2(k)$ [t.u.] was fed into the input of the FLL, where: $S_1(k)=5\cdot\sin[2\pi/fs\cdot f_1\cdot k]$, $S_2(k)=5\cdot\sin[2\pi/f_s\cdot f_2\cdot k]$. The frequency f_1=1000 Hz and the frequency f_2=3000 Hz. Since f_s=10000 Hz, it means that S_1 is sampled by 10000 Hz/1000 Hz = 10 samples/period, what is acceptable resolution for this presentation, Fig. 3a. Signal S_2 is sampled with 10000 Hz/3000 Hz ~ 3.33 samples/period. This small number of samples does not provide good presentation of S_2. Because of that, S_2 appeared in form of needles at the input of the FLL, Fig. 3b. The input and output signals TI(k) and TO(k) are shown in Fig. 3c and separated TO(k) is shown in Fig. 3d. The initial conditions are TO_0=0 t.u., τ_0=0 t.u. and TI_0=10 t.u. The described processing of the FLL is shown for the 80 steps in Fig. 3. It can be seen that the FLL filtered and mainly preserved the shape of input signal S_1, whose frequency f_1=1000 Hz is less than cutoff frequency f_c=1600 Hz, but signal S_2 disappeared at the output, shown in Fig. 3d, because f_2 =3000 Hz belongs to the stop band of the FLL.

The impression about the same processing will be completed if we present it in the frequency domain. Using commands "fft" and "stem", frequency spectrums of TI_k and TO_k are presented in the whole sample rate, in Fig. 4. We see in Fig. 4 that the frequency at 3000 Hz, corresponding to S_2, is suppressed, what is in

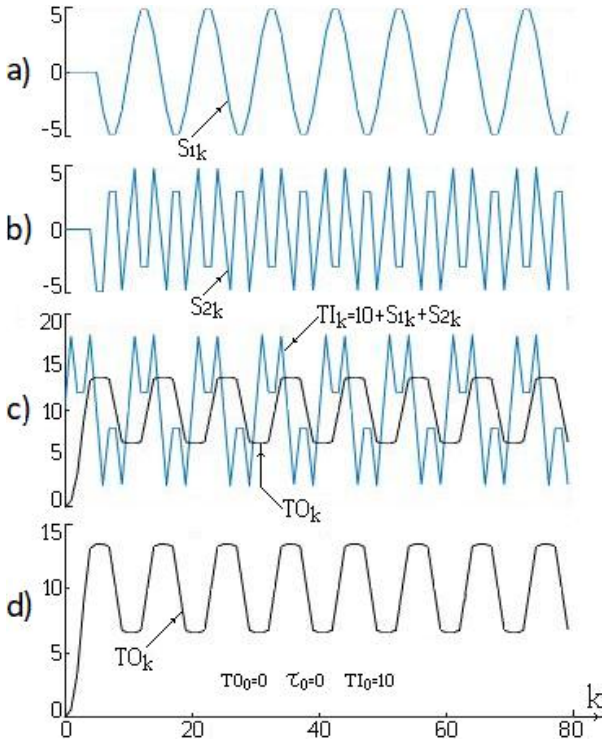


Fig. 3. *Presentations of the initial conditions and signals in time domain:* ***a****. $S_1(k)$,* ***b****. $S_2(k)$,* ***c****. TO(k) and TI(k),* ***d****. TO(k) and the initial conditions.*

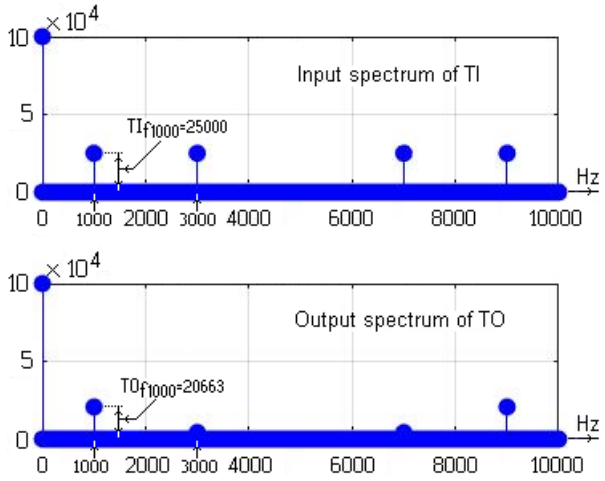


Fig. 4. *Frequency spectrums of the input TI and the output TO*

agreement with Fig. 3d. Namely, the output of FLL, shown in Fig. 3d, changed slightly the form in comparison to S_1, shown in Fig. 3a, but signal S_2 is mainly suppressed. According to the results of the computer listing, shown in Fig. 4, the frequency component at 1000 Hz, corresponding to S_1, is attenuated for 20 log (TO_{f1000}/TI_{f1000}) = 20 log (20663/25000)=-1.65 [db]. The similar result we can see at the magnitude frequency response of $H_{TO}(z)$ in Fig. 2. Namely, if we magnify Fig. 2, using the proportionality, it could be determined roughly, that the attenuation at 1000 Hz is about -1.7 [db], what is close to -1.65 [dB].

CONCLUSION

This article discovered how we can design FIR digital filter for the periods of semi-digital signals, based on the period FLL. For this purpose we use the FIR digital filter theory, the appropriate Mat-lab tools and the theory of the period FLL. The design consists of two steps. In the first step we design a desired FIR digital filter to meet the appropriate requirements and in the second step we generate the transfer function of the period FLL, which is able to cover the zeros of the digital filter. If a digital filter is of the n^{th} order, such kind of adaptation is possible, if the period FLL is of the $(n+1)^{th}$ order.

Digital filters, based on the period FLL, do not require A/D and D/A converters. They are based on the measurement of time instead of amplitude, and therefore they provide better accuracy of measurements and simpler and cheaper electronic solutions. Periodic and non-periodic pulse signals are widely present in electronics, in telecommunications, as well as in control and measurement applications. Therefore, there is an obvious need to filter them in many of these applications.

The results of this article represent the base for the further possible applications of the period FLL in many fields. However, the most likely and useful next steps are the development of the higher order FIR digital filters, as well as the development of the IIR digital filters, based on the period FLL.

Acknowledgements

This article was supported by the Ministry of Science and Technology of the Republic of Serbia within the project TR 32047.

REFERENCE

[1] Dj. M. Perišić, V. Petrović, B. Kovačević, "Frequency Locked Loop based on the Time Nonrecursive Processing", Engineering, Technology & Applied Science Research, Vol. 8, No. 5, p. 3450-3455, 2018.

[2] Dj. M. Perišić, A. Žorić, Ž. Gavrić, N. Danilović, "Digital circuit for the averaging of the pulse periods", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., vol. 63, 3, pp. 300–305, Bucarest, 2018.

[3] Dj. M. Perišić, A. Žorić, Ž. Gavrić, "A frequency multiplier based on the Time Recursive Processing", Engineering, Technology & Applied Science Research, Vol. 7, No. 6, 2104-2108, 2017.

[4] Dj. M. Perišić, M. Bojović, "Application of Time Recursive Processing for the development of the time/phase shifter", Engineering, Technology & Applied Science Research, Vol. 7, No. 3, 1582-1587, 2017.

[5] Dj. M. Perišić, M. Bojović, Ž. Gavrić, "Application of the Phase Locked Loop for the digital filtering of the pulse signals period", International Sc. Conf. UNITECH 2019, Gabrovo Bulgaria, proceedings, Vol. I, pp. 165-170, 2019.

[6] Dj. M. Perišić, M. Bojović, "Multipurpose Time Recursive PLL ", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., Vol.**61**, 3, pp. 283–288, 2016.

[7] Dj. M. Perišić, A. Žorić, M. Perišić, D. Mitić, "Analysis and Application of FLL based on the Processing of the Input and Output Periods",

Automatika 57 (2016) 1, ISSN 0005-1144, DOI: 10.7305/automatika. 2016.07.769, pp. 230–238, 2016.
[8] Dj. M. Perišić, M. Perišić, D. Mitić, M. Vasić "Time Recursive Frequency Locked Loop for the tracking applications", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **60**, 2, pp. 195–203, 2015.
[9] Dj. M. Perišić, M. Perišić, D. Mitić, M. Vasić "Time Recursive Frequency Locked Loop for the tracking applications", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **60**, 2, pp. 195–203, 2015.
[10] Dj. M. Perišić, M. Perišić, S. Rankov, "Phase shifter based on a Recursive Phase Locked Loop of the second order", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **59**, 4, pp. 391–400, 2014.
[11]Dj. M. Perišić, A. Žorić, Dj. Babić, Dj. Dj. Perišić, "Decoding and Prediction of Energy state in Consumption control", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **58**, 3, pp. 263–272, 2013.
[12]G. Bianchi, "Phase-Locked Loop Synthesizer Simulation", *Nc-Hill, Inc.*, New York, USA (2005).
[13]M, Gardner, "Phase lock techniques", *Hoboken*, Wiley-Interscience, (2005).
[14]B. D. Talbot, "Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops", *Wiley-IEEE Press*, pp. 224 (2012).
[15]R. Vich, "Z Transform Theory and Application (Mathematics and Applications)", *Ed. Springer*, (1987-first edition).
[16]A. K. Maini, *Digital Electronics, principles, devices and applications*, John Wley and Sons, Ltd, 2007.
[17]S. Winder, *Analog and Digital Filter Design (second edition)*, Copyright©2002 Elsevier Inc., (2002).

БЕЗКОНТАКТНО ЗАХРАНВАНЕ И КОМУНИКАЦИЯ НА УСТРОЙСТВО ЗА ИЗМЕРВАНЕ НА ИЗЛИШНАТА НАФТА ПРИ СЪВРЕМЕННИТЕ ДИЗЕЛОВИ ДВИГАТЕЛИ

Николай Маджаров[1], Десислав Илиев[2]
[1] *Технически Университет - Габрово*
[2] *Технически Университет - Габрово*

CONTACTLESS POWER SUPPLY AND COMMUNICATION OF THE DEVICE FOR MEASURING EXCESS FUEL IN MODERN DIESEL ENGINES

Nikolay Madzharov[1], Desislav Iliev[2]
[1] *Technical University of Gabrovo*
[2] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

Common Rail systems have the main application in modern cars. The condition of the fuel injectors is of particular importance for monitoring the correct operation of the engine. The main standard for their proper operation is the amount of excess fuel. It was decided to develop a device for monitoring the operation of the nozzles in real time because of the lack of a such.

A device has been created, which consists of a transmitting and receiving module, which work with autonomous power supply with Li-Yon rechargeable batteries, which are charged contactless. The measured amount of excess fuel in real time in all modes of engine operation and the communication between the modules is non-contact.

There was a slight deviation of the results in the practical experiments, because of the difference in the temperature of the fuel measured by the device, which does not significantly affect the final result.

The realized device for measuring the excess fuel fully satisfies the set requirements and can be used in all modern diesel engines. Due to their small size, lack of power cables and communication cables between the two modules, proper nozzle diagnostics and engine operation are observed.

Keywords: Common Rail, Contactless Power Transmission (WPT), Sensor, Bluetooth.

INTRODUCTION

Different types of methods are used to diagnose the correct operation of the nozzles in Common Rail systems. Specialists in this field mainly use the indications from the sensors to draw the appropriate conclusions and on their basis to decide on the repair or replacement of a nozzle. The amount of excess fuel is one of the main indicators of its proper operation. With a larger amount of excess fuel, the mechanical wear is more. The existing way of measuring the excess fuel in practice is reduced to a purely mechanical method - measuring with the help of measuring flasks the fuel separated from each nozzle in cubic centimeters per unit time.

In this regard, it was decided to develop a device with an electronic flow sensor to read the amount of excess fuel and visualize the results in real time using a contactless method for loading and transmitting the received information.

The developed device shows slight deviations depending on the temperature of the excess fuel, but they do not significantly affect the readings.

The development aims to quickly and adequately diagnose the condition of the nozzles in Common Rail systems.

EXPOSITION

1. DEVICES AND METHODS

Wireless remote data transmission systems have evolved and become very

common. The information that can be transmitted with them has increased many times and energy consumption has decreased significantly. This helped with a single charge of the batteries they last a long time in active mode of transmission and eavesdropping. Their main advantage is the lack of power cables.

Through the sensors in Common Rail systems, the electronic engine control unit (ECU) collects information about the individual operating parameters of the engine and prepares control signals for the individual actuators involved directly in its operation. Information is obtained about the current state of the engine, the state of the environment, which also affects the operation of the engine, the quality of the exhaust gases of the engine and ets. [1], [2].

Wireless remote data transmission systems have evolved and become very common. The information that can be transmitted with them per unit time has increased many times over. The power consumption of these devices is also significantly reduced, which helped with a single charge of their batteries (if used) to endure several days, even weeks when used continuously in active transmission mode or in eavesdropping mode.

Last but not least, the advantage of these systems is the lack of wires between the individual devices, which facilitates their use.
According to the frequency range of electromagnetic radiation, the methods of energy transmission can be divided into five main groups: inductive, inductive-resonant, capacitive, microwave and laser.

Wireless data devices are those using Wi-Fi technology, ZigBee technology, Nano NET technology, Z-Wave and Bluetooth technology.

Contactless power transmission systems (WPT) have also undergone great development - in particular contactless charging systems for small mobile devices operating at low voltages (up to 12V) and using nickel-metal hydride, nickel-cadmium, lithium-ion, lithium-polymer or nickel-iron rechargeable batteries. The last three of the listed batteries have very good indicators in terms of mass capacity and low tendency to self-discharge.

Different methods are used in the diagnosis of nozzles to judge their condition. Specialists in this field mainly use the readings from the sensors of the Common Rail system to draw the appropriate conclusions and on their basis decide whether to repair or replace a nozzle. One of the main criteria for whether a nozzle is working properly is the amount of excess fuel that comes out of it. The greater the amount of excess fuel, the greater the mechanical wear of the nozzle.

The existing way of measuring the excess fuel in practice is reduced to a purely mechanical method - measuring with the help of measuring flasks the fuel separated from each nozzle per unit time.

Therefore, it was decided to develop a device with an electronic flow sensor to read the amount of excess fuel and to visualize the results in real time.

2. LABORATORY MODEL

The created device for measuring excess fuel is divided into two separate modules. The first module combines the housing of the sensor element and the body. The body also has an analog circuit for signal processing from the sensor element assembled in a plastic box in a common structural unit. It is responsible for processing data from the four flow sensors simultaneously. The device performs subsequent digital processing of their signals by calculating the instantaneous value of the amount of excess fuel from each sensor, the total amount of fuel from each sensor from the beginning of the measurement and transmits the results obtained from the sensors via Bluetooth to the second module.

The second module combines in one common structural unit the scheme for processing the data from the sensor with a single-chip microcontroller and their visualization on an LCD display in digital form and the scheme for real-time data visualization. It receives the information from the first module using a Bluetooth device and visualizes the measurement data on a display for the four sensors simultaneously. A touchscreen device built into the display can be used to control and display, at the operator's

request, the current or average value of the amount of excess oil on the display.
The Bluetooth device can be programmed and operated in two modes - as a master and slave device. This allows the same type of Bluetooth device to realize the transmitting and receiving part of the model. Its operating voltage is from 3.3V to 6V, which allows it to be powered either by the battery of the model or by the stabilized voltage of the Arduino module (which is 3.3V). The data transmission speed can be varied and matched to the baud rate of the Arduino module used to implement the layout.

The power supply of the two modules - receiving and transmitting module is done with a lithium-ion rechargeable battery with a capacity of 2200 mAh. Measurement of the current consumed by the modules was made after creating working prototypes of the two modules. It is at a maximum consumption of 40 A-3 for the transmitting module and 80 A-3 for the receiving module, respectively.
The device can work for 8 hours at maximum load in one working day. In this case the current consumed by the battery (3.1) is:

$$I_{8h}=I_{med} \cdot h \,, \qquad (3.1)$$

where: I_{8h} - current consumed by the module for eight hours of working day (maximum load of the device), I_{med} - average consumption of the receiving module for one hour, h - number of working hours.

The higher current consumption is from the receiving module. It determines the duration of operation of the entire device:
I_{8h} =80.8

$$I_{8h} = 640\ A^{-3}\ (640\ mA)$$

This allows a lithium-ion battery with a capacity of 2200 mAh to be sufficient to ensure trouble-free operation of the device for three working days.

Standard 1, adopted in 2009, is used for the transmission of small powers up to 5 W, at a distance of up to 4 cm (1.6 inches), and energy transfer up to 5 mm can be easily performed. In this standard, the charging station is divided into two parts (Fig. 1).

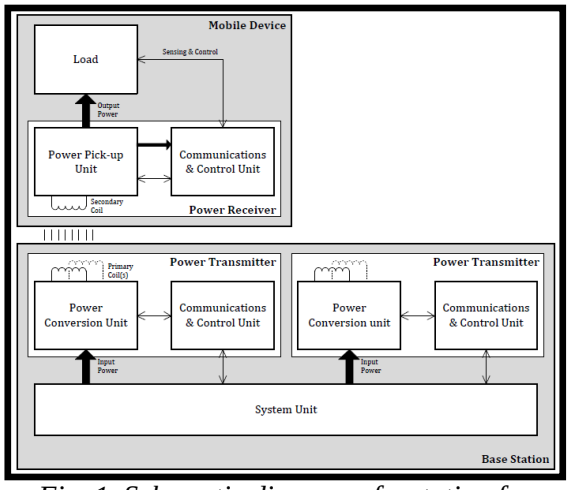


Fig. 1. Schematic diagram of a station for charging small portable devices.

The first part consists of a separate module (Base Station) which combines a system for monitoring the parameters of the charging station (System Unit). From there passes the entire flow of electricity for the mobile device, which is charged as well as a system for transferring energy between the base station and the mobile device.

In this way, a single base station ensures the charging of many different devices, both sequentially during and simultaneously (Fig. 1). It has two separate power transfer systems and allows simultaneous charging of two devices. The number of charged devices can be increased by adding more power transfer systems.

The second part (Power Receiver) is usually integrated into the device that is currently charging or operating and serves to receive the electromagnetic energy emitted by the base station. The basic principle of operation consists in the transfer of electromagnetic energy between the base station and the receiving device by means of planar windings (Fig. 2). Then the same energy is converted into electricity.

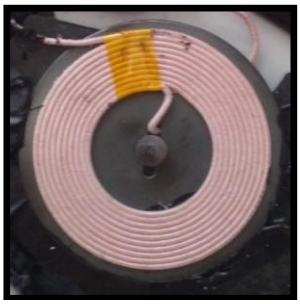


Fig. 2. Planar winding of the base station of the designed device.

The energy transfer system by means of the transfer winding of (Fig. 2) generates an alternating electromagnetic field. The mobile device in which the energy receiver is located contains a receiving coil (Fig. 3). The closer the two windings are to each other, the more efficient the energy transfer.

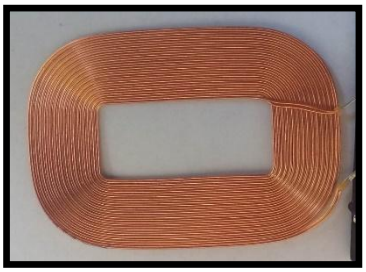


Fig. 3. Power receiving coil.

Depending on the distance between the transmitting and receiving windings, as well as depending on their axial location, the frequency at which the transmitting winding is transmitted can be changed with the help of electronics. This achieves a resonance between the two windings within certain distances and a mismatch between them. This is done by changing the voltage that is fed through the bridge circuit to an oscillating circuit between the transmitting winding and a capacitor connected in series with it. Thus a resonance of about 140 kHz is achieved. Another method for achieving resonance between the transmitting and receiving coils is by changing the value of the capacitors that are connected in series to the transmitting coil. In this way, resonance can be achieved in a relatively wide range of emission frequencies - from 105 kHz to 205 kHz. For this purpose, electronics are built into the base station and the mobile device to monitor the individual indicators and to regulate the parameters to achieve the optimal resonant frequency.

The device for contactless charging of the modules is made on the basis of a basic device and a receiver according to Standard 1, as the transmitted power of 5W (2.1) is sufficient to charge the battery of each of the modules for an acceptable period of time - approximately 2 hours (2.2).

$$P_{nom} = U_{nom} . I_{zar} \qquad (2.1)$$

where: W_{nom} - power of the transferred energy according to Standard 1 in W, U_{nom} - voltage of the charged battery in V, I_{zar} - charge current in A.

$$I_{zar} = P_{nom} / U_{nom}$$
$$I_{zar} = 5 / 4.2$$
$$I_{zar} = 1{,}19 \text{ A}$$

The capacity of the selected battery is 2200 mAh which is 2.2 Ah, and the device according to Standard 1 provides 1.19 A current, which is 1.19 Ah.

$$Ah_{bat} = I_{zar} . t \qquad (2.2)$$

where: Ah_{bat} - battery capacity in Ah, I_{zar} - device charging current according to Standard 1, t - battery charging time in h.

$$t = Ah_{bat} / I_{zar}$$
$$t = 2{,}2 / 1{,}19$$
$$t = 1{,}848 \text{ h} = 1\text{h} , 51 \text{ min}$$

The laboratory model (Fig. 4) is a working device that can be used directly to measure the amount of excess fuel on a four-cylinder diesel engine. The model is divided into three separate modules - charging station, transmitter module and receiver module.

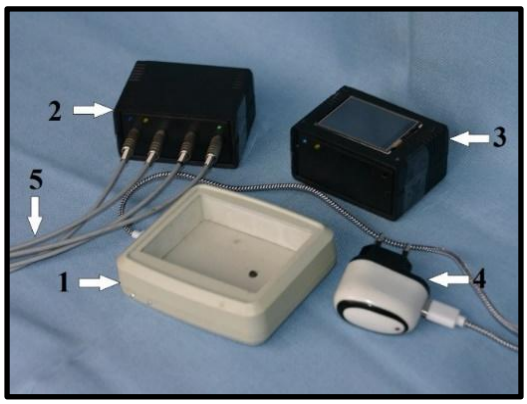


Fig. 4. Laboratory model of the device. 1 - charging station, 2 - first (transmitting) module; 3 - second (receiving) module; 4 - transformer 220V / 5V; 5 - three-core conductors.

The block diagram of the developed laboratory model is presented on (Fig. 5).
It contains a measuring part consisting of the "5V power supply", "primary converter" and "primary signal processing" units, a real-time signal processing part consisting of the "8V power supply" units, a " real-time signal processing circuit" and "LED indication", a part for digital signal processing, consisting of blocks "digital signal processing scheme" and

"LCD display".

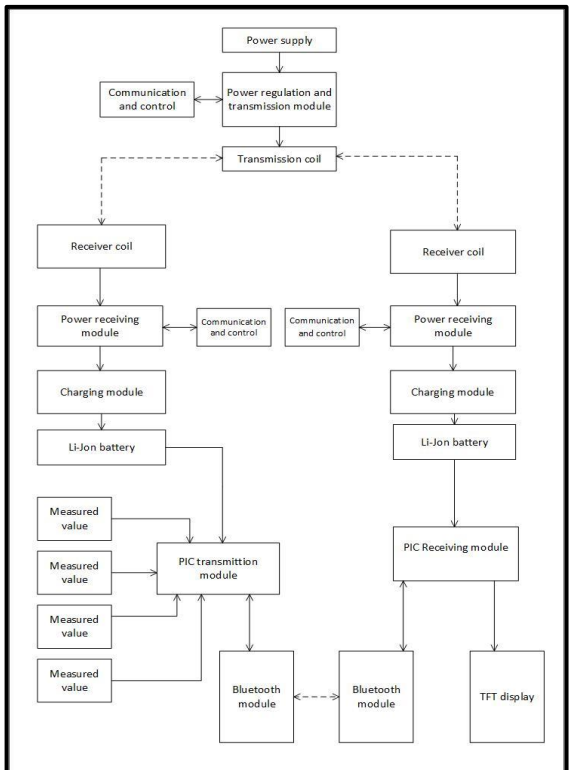


Fig. 5. Block diagram layout

3. EXPERIMENTAL RESEARCH

The most important feature of the laboratory model is the values calculated by the transmitter module based on the analog signals from the four sensors and the built-in schemes for initial signal processing, and their subsequent sending via the communication channel to the Bluetooth module (Fig. 6.).

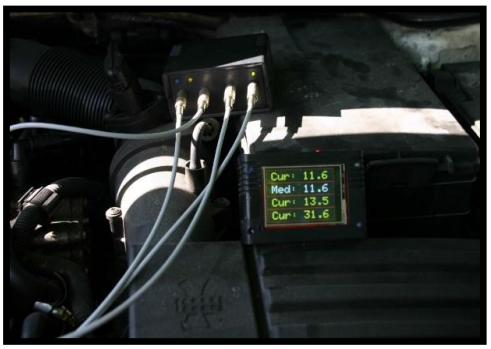


Fig. 6. Model in real working conditions

It clearly shows the current and average values of the calculated amount of excess fuel from the four cylinders of the car. The second row shows the average value for the second cylinder.

CONCLUSION

The implemented flow sensor fully met the requirements. Can be used on all types of Common Rail systems. Its compact size, low dependence of its readings on the temperature of excess fuel and its autonomous operation, give great freedom in performing the procedure for diagnosing diesel nozzles. The great freedom in performing the diagnostic procedure of the diesel nozzles is given by its compact size, the low dependence of its readings on the temperature of the excess fuel and its autonomous operation. The model realized in this way enables independently perform the entire of the whole procedure for testing the nozzles. The division of the device into two separate modules, the wireless communication and the autonomous power supply without connecting wires determines the fast and correct testing of the operation of the nozzles even during road tests. In the future, the stand for measuring excess fuel can be further developed and based on it to create a device for measuring six or eight diesel nozzles at the same time, as well as to introduce a temperature adjustment of the measured fuel for even greater accuracy.

REFERENCE

[1] Common Rail System (CRS) Service Manual. Kariya. Denso Corporation. Japan. 2007.
[2] Common Rail System (CRS) Service Manual: Operation. Kariya-shi. Denso Corporation. Japan. 2010.
[3] Mollenhauer, K., H.Tschoeke. Handbook Of Diesel Engine. Berlin, Springer. 2010

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДА НА НАЙ-МАЛКИТЕ КВАДРАТИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА МОДЕЛНИТЕ ПАРАМЕТРИ НА ДВУКОЛЕКТОРЕН МАГНИТОТРАНЗИСТОР

Казолис Димитриос Теодоси, Анатолий Александров, Гергана Миронова
Институт по технологии на Източна Македония и Тракия
Технически университет Габрово
Технически университет Габрово

APPLICATION OF THE SMALLEST SQUARES METHOD FOR DETERMINING THE MODEL PARAMETERS OF A TWO-COLLECTOR MAGNETOTRANSISTOR

Kazolis Dimitrios Theodosius, Anatoliy Aleksandrov, Gergana Mironova
Eastern Macedonia and Thrace Institute of Technology
Technical university of Gabrovo
Technical university of Gabrovo

Abstract

An approach for application of the smallest squares method is proposed to determine the parameters of a static PSpice based behavioral model of a two-collector magnetotransistor. The approach is based on a developed algorithm for processing information from experimentally obtained volt-ampere and magnetoelectric characteristics. In order to repeatedly use of the same analytical dependences to determine different model parameters, it is offered operation with symbolic variables, as well as formation of solutions for polynomial coefficients in symbolic form. With the proposed approach, values of the model parameters of a sample of a two-collector magnetotransistor, type 2T1MP1 are obtained. For verification of the obtained values a simulation of volt-ampere and conversion characteristics is realized. An evaluation of the results is performed..

Keywords: smallest squares method, behavioral model, magnetotransistor, PSpice.

ВЪВЕДЕНИЕ

Развитието на съвременната магнитоелектроника е тясно свързано с приложението на голямо разнообразие от галваномагнитни елементи. С приоритетен интерес сред тях са биполярните двуколекторни магнитотранзистори (ДМТ) [2, 6, 7, 15, 22], които се отличават от останалите видове магнитотранзистори [2, 4, 5, 7, 9, 20] с най-висока токова магниточувствителност и линейни характеристики в широк обхват на изменение на магнитното поле.

И докато по отношение на физическите процеси, характеристики и параметри на ДМТ съществува голямо количество информация [4, 6, 7, 9], то недостатъчна е информацията за техните електрически и магнитоелектрически характеристики и параметри, които са необходими за анализ на функционирането, избор на оптимален режим на работа и оценка на възможностите за реално практическо приложение на този вид елементи. Това е обективна предпоставка за изследване на характеристиките им при различни условия на функциониране, което може да се осъществи като се приложи или експериментален [1, 11, 19], или симулационен [3, 12, 15, 21] подход. С развитието на PSpice базирани интегрирани среди за автоматизирано проектиране в

електрониката, като MicroSim Design Lab [16], OrCAD [18], Cadence, NI Multisim и др., симулационният подход се превърна в доминиращ както по отношение на схеми и устройства, така и по отношение на градивните елементи.

Особено актуална в областта на автоматизираното проектиране в магнитотранзисторната електроника и нерешена в достатъчна степен е задачата, свързана с определяне на числените стойности на набора от моделни параметри на ДМТ при различни режими на работа. Това от своя страна изисква прилагането на подходящ метод за обработка на данни за волт-амперни, магнитоелектрически, волт-фарадни и времеви характеристики за ДМТ. Подходящи за целта са числените методи, като метод на Гаус, метод на хордите, метод на трите и петте ординати, нелинейни итеративни методи, метод на най-малките квадрати (МНМК) [14, 17] и др.

Изборът на метод се определя от различни фактори, като: ограничения по отношение на вид (табличен или графичен) и количество на данните за магнитотранзистора, които подлежат на обработка, точност на моделиране, бързодействие и т.н.

Целта на настоящата работа е определяне на числените стойности на набора от параметри, които характеризират предложения в [13] статичен PSpice базиран поведенчески модел на ДМТ, като се използва МНМК.

Аргументите за избора на МНМК са предимствата му пред останалите методи, а именно: висока точност на резултатите, тъй като единствено при него се минимизира средноквадратичната грешка между експериментални и моделни характеристики, универсалност на приложение, независимо от вида и броя на данните за обработка, възможност за алгоритмизация и програмна реализация с използване на символни променливи и извеждане на резултатите както в символен, така и в числен вид.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Същност на метода на най-малките квадрати

Методът на най-малките квадрати, при който броят на обработваните данни, е много по-голям от броя на неизвестните, е широко приложим в областта на експерименталното моделиране. Особено ефективен може да бъде този метод за определяне на моделните параметри на ДМТ при комбиниран подход на моделиране – аналитично и експериментално. При него основните статични и динамични характеристики на магнитотранзистора, от една страна, се представят чрез аналитични зависимости, в които фигурират неизвестните моделни параметри, а от друга – чрез експериментално получени данни. За прилагане на МНМК всяка една от използваните характеристика се апроксимира чрез полином от n-та степен спрямо променливата x:

$$p_n(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \ldots + a_n x^n \quad (1)$$

Полиномът, коефициентите $a_0^*, a_1^*, a_2^*, \ldots, a_n^*$ на който минимизират функцията

$$\Phi(a_0, a_1, \ldots, a_n) = \sum_{i=1}^{N} \left[y_i - \left(a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_2^2 + \ldots + a_{n-1} x_i^{n-1} + a_n x_i^n \right) \right]^2 \quad (2)$$

се явява полином на най-доброто приближение по МНМК.

Коефициентите $a_0^*, a_1^*, a_2^*, \ldots, a_n^*$ са решение на линейната алгебрична система уравнения от вида:

$$\begin{cases} N a_0 + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i \right) a_1 + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^2 \right) a_2 + \ldots + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^n \right) a_n = \sum_{i=1}^{N} y_i \\ \left(\sum_{i=1}^{N} x_i \right) a_0 + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^2 \right) a_1 + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^3 \right) a_2 + \ldots + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^{n+1} \right) a_n = \sum_{i=1}^{N} x_i y_i \quad (3) \\ \ldots \\ \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^n \right) a_0 + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^{n+1} \right) a_1 + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^{n+2} \right) a_2 + \ldots + \left(\sum_{i=1}^{N} x_i^{2n} \right) a_n = \sum_{i=1}^{N} x_i^n y_i \end{cases}$$

където:

N – брой точки от характеристиката, която се апроксимира;

X_i, Y_i - експериментални стойности на аргумента и функцията (координати) за i-та точка от характеристиката;

N - Степен на апроксимиращия полином.

Част от коефициентите, които се получават след прилагане на МНМК спрямо конкретна характеристика на магнитотранзи-

стора, са директно моделни параметри, а другите се използват за определяне на останалите параметри, свързани с тази характеристика.

Процедура и алгоритъм за приложение на МНМК за определяне на моделните параметри на ДМТ

С оглед определяне на апроксимиращите коефициенти, независимо от степента на полинома и без да е необходимо многократното повторение на едни и същи операции, тук се предлага процедура, при която се използват символни променливи и се получават решения също в символен вид. Процедурата за определяне на моделните параметри е предназначена за обработка на експериментални данни чрез МНМК и предполага реализация в Matlab среда [16]. Тя включва следните основни стъпки:

Стъпка 1: Дефинират се използваните символни променливи.

Стъпка 2: Задава се броят NA на апроксимациите, които да се извършат.

Стъпка 3: Задават се чрез вектори стойностите на координатите ([x], [y]) на точките, чрез които се апроксимира съответната характеристика.

Стъпка 4: Задава се степента n_i на i-тия апроксимиращ полином.

Стъпка 5: Извършва се проверка дали вече е извършвана апроксимация с полином от същата степен (идентифицира се чрез променливата m, която приема стойност 1, когато n участва с текущата стойност за първи път). Ако такъв полином вече е използван, следващите 2 стъпки се пропускат, а в противен случай, се изпълнява поредната стъпка.

Стъпка 6: Задават се в символен вид уравнения от вида (3), като броят им зависи от степента на апроксимиращия полином (за полином от n-та степен броят на уравненията е $n+1$).

Стъпка 7: Решава се дефинираната система уравнения чрез използване на Matlab командата solve, в резултат на което се получават апроксимиращите коефициенти в символен вид.

Стъпка 8: Определя се броят на точките от апроксимираната характеристика, за които се обработват данните (N=length[x]).

Стъпка 9: Чрез данните за X_i, Y_i и N се пресмятат необходимите суми пред коефициентите в дефинираната в Стъпка 6 система линейни уравнения (в уравненията тези суми са в символен вид).

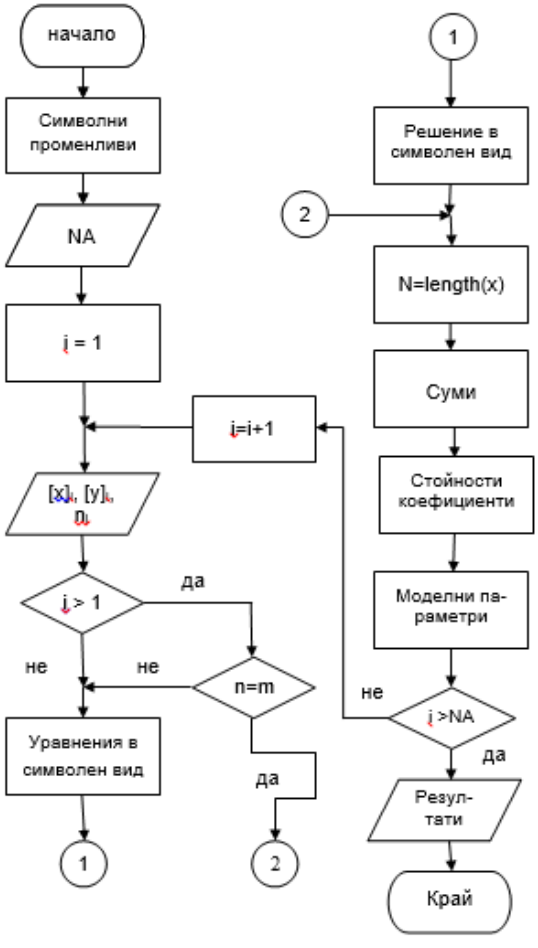
Стъпка 10: Пресмятат се моделните параметри (МП), които са свързани с апроксимираната характеристика.

Стъпка 11: Повтарят се операциите, започвайки от Стъпка 3, докато се изпълнят всички апроксимации.

Стъпка 12: Извеждат се резултатите за моделните параметри.

В последователността от операции чрез Стъпки 6 ÷ 9 се реализира МНМК.

На фиг. 1 е показана блок-схема на обобщен алгоритъм, разработен на базата на предложената процедура за определяне на моделните параметри на ДМТ в символен и числен вид.



Фиг. 1. *Блок-схема на алгоритъм за определяне на моделни параметри на ДМТ чрез МНМК*

Определяне на параметрите на статичен PSpice базиран поведенчески модел на двуколекторен магнитотранзистор

Параметрите, които характеризират предложения в [13] статичен PSpice базиран поведенчески модел на двуколекторен магнитотранзистор, са:

$R_{BB`}$ - обемно съпротивление на базовата област;

I_{C1S}, I_{2S}, I_{ES}- токове на насищане на двата колекторни и на емитерния преход;

M_{C1}, M_{C2}, M_E- емисионни коефициенти на колекторните и емитерния преход;

α_{N1}, α_{N2} - коефициенти на предаване по ток за схема обща база (ОВ) в нормален активен режим на работа;

α_{I1}, α_{I2} - коефициенти на предаване по ток за схема ОВ в инверсен режим на работа;

S_{I1}, S_{I2} - токови магниточувствителности.

В някои случаи, вместо за двата колектора, се използват параметрите I_{CS}, M_C, α_N и α_I спрямо сумарния измерителен колектор С (режим на накъсо свързани колектори С1 и С2).

Информацията относно видовете характеристики и степените n на апроксимиращите полиноми, която е необходима за определяне на параметрите на статичния модел на ДМТ, е обобщена в табл. 1.

Параметър	Характеристика	Степен n
M_E, I_{ES}	$I_B = f(U_{BE})$ при малки токове	1
R_{BB1} ($R_{BB'}$)	$I_B = f(U_{BE})$ при големи токове	3
α_N	$I_C = f(U_{CE})$ при нормален активен режим на работа; $I_C = f(U_{BE})$	1
M_C, I_{CS}, α_I	$U_{CEsat} = f(I_C)$	1
S_{I1}, S_{I2}	$\Delta I_C = f(B)$	1

Таб. 1.

За пресмятане на моделните параметри на ДМТ, тип 2Т1МП1 [10], са използвани експериментални данни от [19], както и тези, представени в таблици 2 ÷ 4.

U_{BE}, V	0,45	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75
I_B, mA	0	0,01	0,04	0,12	0,3	0,63	1,28

Таблица 2. *Експериментални данни за характеристиката* $I_B = f(u_{BE})$

U_{BE}, V	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85
I_C, mA	0,015	0,035	0,12	0,4	1,0	2,2	4,9

Таблица 3. *Експериментални данни за характеристика* $I_C = f(U_{BE})$

I_C, mA	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1
U_{CEsat}, mV	89	86	81	80	80	80	80	80	81	82	83	84

Таблица 4. *Експериментални данни за характеристиката* $U_{CEsat} = f(I_C)$ *при малки токове*

За статичните моделни параметри на ДМТ се получават следните стойности:

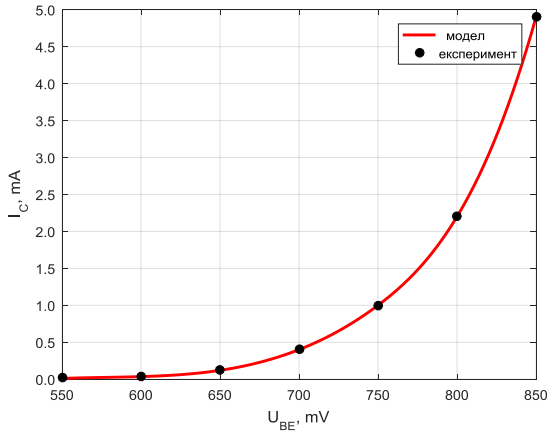
M_E=1,724, I_{ES}=2,284E-11A, R_{BB1}=127,124Ω, α_N=0,719, α_{N1}= 0,378, α_{N2}= 0,378, M_C=2,236, M_{C1}=2,134, M_{C2}=2,142, I_{CS}=1,027E-10A, I_{C1S} =2,093E-9A, I_{C2S} =2,286E-9A, α_I= 0,462, α_{I1}= 0,231, α_{I2}= 0,231, S_{I1}=290,063 $\mu A/T$, S_{I2}=289,251 $\mu A/T$.

Верификация на моделните параметри

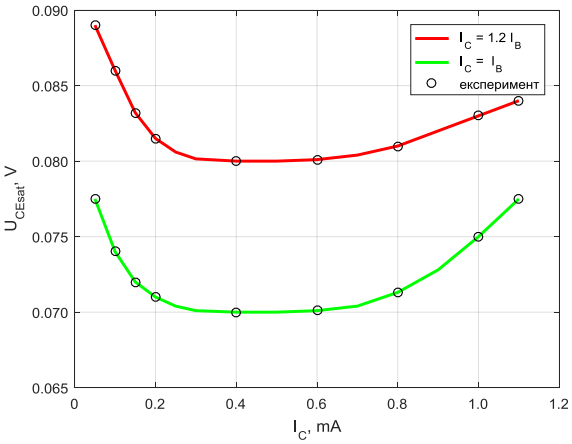
С цел установяване на достоверността на стойностите на параметрите на модела е извършена симулация на статични характеристики както на магнитотранзистора, така и на галваномагнитен преобразувател на линейно преместване, реализиран с ДМТ. И в двата случая за магнитотранзистора е използван предложеният в [13] поведенчески модел.

На фиг. 2 е показана симулираната проходна характеристика на ДМТ, а на фиг. 3 – изходната характеристика в режим на насищане при малки токове. Симулираните волт-амперни характеристики (ВАХ) на магнитотранзистора напълно удовлетворяват дефинираните от производителя [10] изисквания и ограничения. От сравнителната оценка на моделните и експерименталните характеристики (експерименталните данни са отразени с точки върху графични-

те изображения) следва, че средноквадратичната грешка не надвишава 1,25%.



Фиг. 2. *Проходна характеристика на ДМТ*

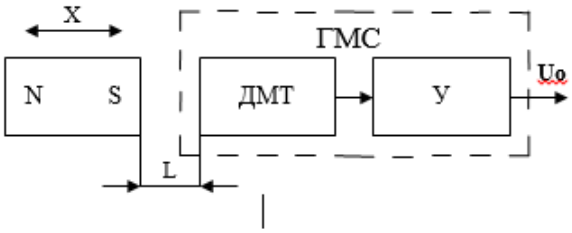


Фиг. 3*. Характеристика на насищане при малки токове*

С получените модели параметри на ДМТ е извършено симулационно изследване и на галваномагнитен преобразувател на линейно преместване [8], блоковата схема на който е представена на фиг. 4.

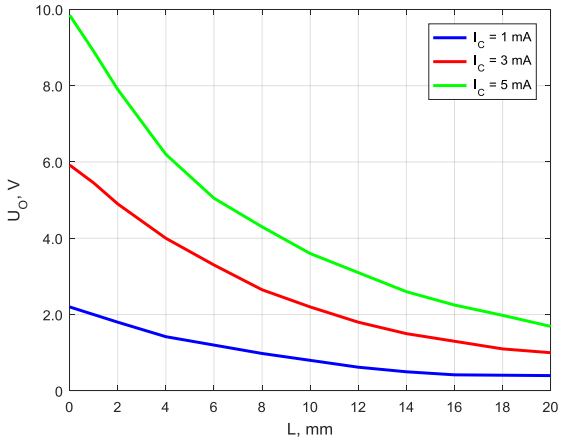
Функционалните блокове в структурата на преобразувателя на фиг. 4 са:
N – S – магнитна система (в случая постоянен магнит);
ДМТ – двуколекторен магнитотранзистор (галваномагнитен елемент)
У – усилвател на електрически сигнал (използва се операционен усилвател - ОУ).
Блоковете ДМТ и У формират галваномагнитния сензор (ГМС).

Принципът на функциониране на схемата се базира на преобразуване на измереното линейно преместване L на постоянния магнит (преместването е в направление X, перпендикулярно на повърхността на сензора) в изменение на индукцията B на магнитното поле, която ДМТ преобразува в еквивалентен електрически сигнал. Тъй като сигналът е сравнително слаб, е необходимо той да бъде усилен.



Фиг. 4*. Блокова схема на галваномагнитен преобразувател на линейно преместване*

За сензорното устройство от фиг. 4 е симулирана преобразувателната характеристика U_0=F(L), която отразява изменението на изходното напрежение U_0 в зависимост от преместването L. От графичните изображения на получената характеристика U_0=F(L) на фиг. 5 при три постояннотокови режима на работа на ДМТ (различни токове I_C на сумарния измерителен колектор) е очевидно, че зависимостта U_0=F(L) е нелинейна, като при L>1 mm, изменението на изходното напрежение е незначително., особено при малки стойност на тока I_C. Резултатите показват още, че с увеличаване на стойността на колекторния ток, изходното напрежение, както се очаква, също се увеличава, но същевременно и характеристиката U_0=F(L) става по-нелинейна. Симулираната функционална зависимост U_0=F(L) за сензорното устройство съответства на особеностите на преобразувателните характеристики на този вид галваномагнитни преобразуватели на неелектрически величини [8, 20].



Фиг. 5*. Преобразувателна статична характеристика*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ:

Анализът на получените резултати води до следните по-съществени изводи:

1. Предложената процедура за приложение на МНМК се явява ефективен подход за определяне на параметрите на статичния поведенчески модел на образци на ДМТ.

2. Процедурата не изисква наличието на графични зависимости за обработваните характеристики, което за магниточувствителните елементи е съществено, тъй като информацията за техните характеристики се получава експериментално в числен вид.

3. Моделните параметри се получават както в символен, така и в числен вид и съответстват на изискванията на PSpice базираните симулатори, което е предпоставка за създаване на библиотечни файлове с данни и ползването им за симулационно изследване на ДМТ.

4. Получените стойности на моделните параметри за конкретния ДМТ (2Т1МП1) са напълно коректни, което се потвърждава от симулираните с тях волт-амперни характеристики на елемента и на преобразувателната характеристика на сензорно устройство, реализирано с този магнитотранзистор.

5. Предложеният подход може успешно да се използва за определяне и на моделните параметри, свързани с бариерните капацитети на PN преходите на магнитотранзистора.

REFERENCE

[1]Alexandrov A., Goranov G., D. Georgiev, Automated system for research of galvanomagnetic sensors.// Mechanical Engineering and Electronics, issue 7-8,2012 pp. 22-25, ISSN 0025-455x

[2] Alexandrov A.T. Semiconductor elements and integrated circuits. Gabrovo, Express, 2012.

[3] Aleksandrov, A.T., P.D.Petrova, P.J.Todorov, V.D.Todorova, Modeling of a dualcollector magnetotransistor based on a SPICE software package. Third National Scientific and Applied Conference "Electronic Technology ET'94", Sozopol, Sept. 28-30, 1994, vol. 3, pp.73-78.

[4] Vikulin, I.M., L.F. Vikulina, V.I. Stafeev. Magnetically sensitive transistors. Review. Physics and Technology of Semiconductors, 2001, Volume 35, Issue. 1, pp. 3-11, Academy of Communications of Ukraine, Odessa, Ukraine.

[5] Vikulin I., M.Glauberman, L.F.Vikulina, Yu.A. Zaporozhchesko. Research of the characteristics of a dualcollector magnetotransistor. FTP, Volume 8, No. 3, pp. 580-583, 1974.

[6] Vikulinm I.M. Dualcollector magnetotransistors. PIS, 1981, N10, 34-35.

[7] Egazaryan, G.A., V.I. Stafeev. Magnetodides, magnetotransistors and their applications. M., Radio and communication, 1987.

[8] Kotenko, G.I. Galvanomagnetic probes and their application. L., Energoizdat

[9] Kulinich, M., M. Glauberman, V. Egorov. Magnetotransistors: physics, modeling, application. Monograph, LAMBERT Academic Publishing 978 - 3 - 8484 - 0860 - 3

[10] Prospectus on the IAP - Plovdiv

[11] P. Todorov, A. Aleksandrov, Petrova, P. Study on the static characteristics and parameters of the 2T1MP1 magnetotransistor. News on TU - Gabrovo, volume XIX, 1996, p. 97-103.

[12] Aleksandrov., Goranov G., P. Hubenov, Mathematical model of structured menu based on logics, The 5th International Virtual Conference on Advanced Scientific Results, EDIS – Publishing Institution of the University of Zilina - June, 26. - 30. 2017, стр.245-247 ISBN: 978-80-554-1337-2 ISSN: 1339-9071

[13] Anatoliy Aleksandrov, Kazolis Dimitrios, Goran Goranov and Ivaylo Belovski, Analog Behavioural Approach for Modelling a Dual-Collector Magnetotransistor in a Static Mode of Operation., TIEM 2019, 12-14 September, Kavala Greece, Journal of Engineering Science and Technology Review. ISSN 17912377

[14] Amir W. Al-Khafaji, John R. Tooley. Numerical Methods in Engineering Practice, Bradley University

[15] Andreou, A.G., C.R. Westgate. A. C. Characterization and modeling of lateral bipolar Magnetotransistors IEDM. San Francisco Calif.,Dec.9-12,84 Techn. Dig," New York",1984.

[16] Attia., J. O. PSPICE and MATLAB for Electronics. An Integrated Approach. CRC Press, 2002. ISBN 0-8493-1263-9

[17] Bilal M. Ayyub, Richard H. McGuen, Numerical Analysis for Engineers. Methods and Applications, Second Edition, 2015, CRC Press, ISBN:9781482250350

[18] Goody, R. W. OrCAD PSpice for Windows, Volume II: Devices, Circuits and Operational Amplifiers (3rd Edition), Prentice Hall, 2000.

[19] Goran Goranov, Anatoliy Aleksandrov, Kazolis Dimitrios and Gergana Mironova, Microprocessor System for Studying the Parameters of Dual-collector Bipolar Magnetic

Transistor, 2019 - IEEE International conference on High Technology for Sustainable Development HiTech, Electronic ISBN: 978-1-5386-7039-2
[20] Heremans, J. Solid state magnetic field sensors and application. -J.Phys. D., 1993,28, N 8, p. 1149- 1168.
[21] Karimi, Gh. R., S. Mirzakuchaki. Behavioral Modeling and Simulation of Semiconductor Devices and Circuits Using VHDL-AMS. Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering, Vol. 4, No. 4, October 2008, pp 165-175.
[22] Lozanova, S, Noykov, S., Ivanov, A., Roumenin, C. High sensitive dual-collector N+-P-N+ magnetotransistor. Comptes Rendus de L'Academie Bulgare des Sciences, Volume 61, Issue 7, 2008, pp. 933-938

The studies were carried out with the financial support of the CoC "QUASAR" - project № BG05M2OP001-1.002-0006

IMPROVED IOT ENERGY METER APPLICABLE IN SMART BUILDINGS

Aleksandar Č. Žorić[1], Muhamed Bejtović[1], Nikola Žorić[1], Bojan Jovanović[2]
[1]*Faculty of Technical Sciences-University of Priština, Serbia*
[2]*The Technical School-Uroševac, Leposavić, Serbia*

Abstract

This paper represents an improved solution of the IoT energy meter described in [1]. Besides to greater measurement accuracy and measurement resolution, the improved solution has the additional ability to measure frequency and power factor with respect to [1]. All of quoted advantages have been achieved by replacement the PZEM004 multifunctional energy meter module with a new compact PZEM-016 module as well as by innovation the digital dashboard interface of the Blynk cloud server. So, real time monitoring of important local electrical network parameters was extended to the real time monitoring of ambient parameters as temperature, relative air humidity, and atmospheric pressure.

The proposed new solution offers the possibility of collecting data relating to the electrical quantities and the ambient physical parameters in the real time.

Keywords: IoT, active energy, power factor, smart building, cloud server, WiFi, BME280.

INTRODUCTION

A modern concept of increasing the efficiency of electrical energy consumption in residential units, based on IoT (Internet of Things), was described in the article [1]. It is shown that when the consumer is aware of the consumption, he then strives to save energy, which is the interest of both the user and the manufacturer/distributor. The IoT system designed for these purposes [1], [2], [7] uses sensors and built-in systems for electricity consumption monitoring and control.

This paper represents one improvement of the solution described in article [1]. Increased accuracy and resolution of measurements, a greater number of monitored and controlled electrical parameters of the network, as well as monitoring of ambient living and working conditions are significant improvements of the proposed solution compared to [1].

SYSTEM COMPONENTS

Proposed system is designed to create the qualitatively better user friendly interface for interacting with real world devices. The information from the device to the user and commands from the user to the device is carried out in following steps:

- Collecting data of the electronic device and transmitting it over the Internet to the cloud server using NodeMCU WiFi module [6].
- Storing of data into the cloud server to maintain the record of data.
- Representing the transmitted data using the cloud server's interface.
- Controlling the appliances from same interface.

The complete system consists of two key subsystems: system hardware and Blynk cloud server [3]. On the other hand, the system hardware contains three key units: NodeMCU WiFi development platform [5], BME280 module [6] and newest PZEM-016 AC power/energy meter module [4] with data read through RS485 interface.

NodeMCU [5] is one of the many open source IoT platforms, based on the well-known ESP8266EX WiFi SoC (System on Chip), the product of Espressif Systems [5], Figure 1. This platform integrates 32-bit microcontroller (MCU) *Tensilica's L106 Diamond* with low power consumption and maximum clock frequency of 160MHz, WiFi interface with hardware TCP/IP stack and more serial communication interfaces.

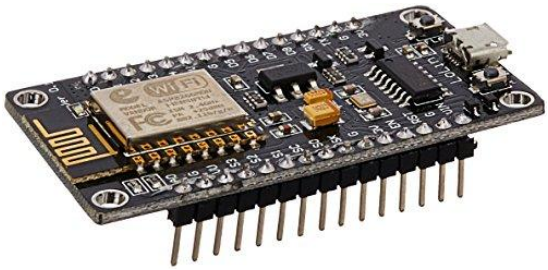


Fig. 1. *The NodeMCU IoT development platform*

The ESP8266EX SoC can hosts an application, when "boots up" from the fast external flash memory. SoC 's integrated fast cache is then of direct help to increase system performance and optimize system memory [6]. The ESP8266EX SoC contains integrated 50kB SRAM (Static Random-Access Memory) and ROM (Read-Only Memory) units as well as a memory controller. The 17 GPIO lines of SoC can be used as an interface with external sensors and other devices.

BME280 module [6] is well known Bosch's combined digital humidity, pressure and temperature sensor, Figure 2. The BME280 achieves high performance in all applications requiring temperature, humidity and pressure measurement.

Fig. 2. *Combined digital sensor module - BME280*

The humidity sensor provides an extremely fast response time for fast applications and high overall accuracy over a wide temperature range.

The sensor provides both SPI and I²C interfaces and can be supplied using 1.71 to 3.6V for the sensor supply V_{DD} and 1.2 to 3.6V for the interface supply V_{DDIO}. Measurements can be triggered by the host or performed in regular intervals. When the sensor is disabled, current consumption drops to 0.1 μA. BME280 can be operated in three power modes: sleep mode, normal mode and forced mode.

PZEM-016 AC power/energy meter module is mainly used for measuring AC voltage, current, active power, frequency, power factor and active energy [4]. Except the power factor, all of electrical quantities are measured with measurement accuracy of 0.5%. Measurement accuracy of power factor is some less and amounts 1%. Also, except the greater measurement accuracy, this module differs to the PZEM004 module because it hold differential, opto-isolated RS485 serial communication interface. Figure 3 shows the enclosure of PZEM-016 module intended to be connected with a split current transformer as a current sensor.

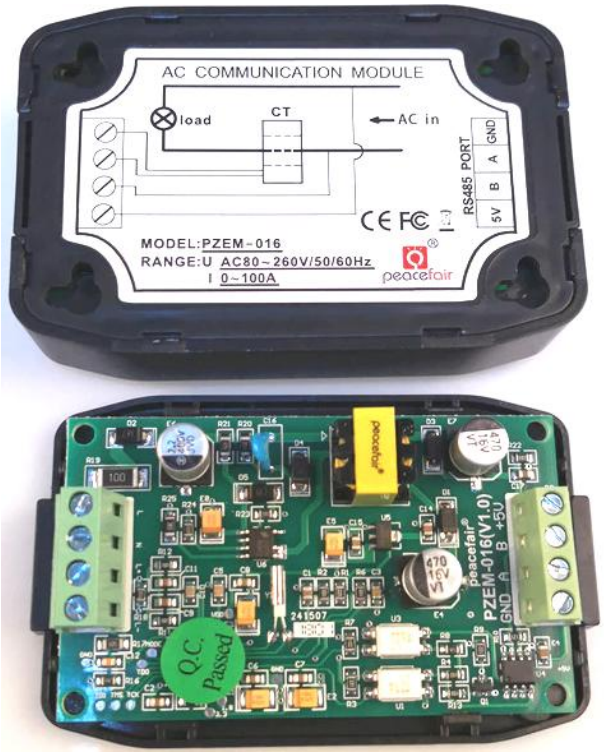


Fig. 3. *PZEM-016 single phase modbus energy meter*

Two ports, one for communication and second one for AC power supply are available on the opposite sides of the module. AC voltage provides 5V DC voltage to RS485 communication circuit and external circuits. To connect the module with a microcontroller operating at 3.3V it is necessary use the MAX485 transceiver as interface. Because of voltages incompatibility, insignificantly modification of transceiver interface was needed by adding a Schotky diode on the receiver output (RO) pin of MAX485. Figure 4 shows complete system hardware.

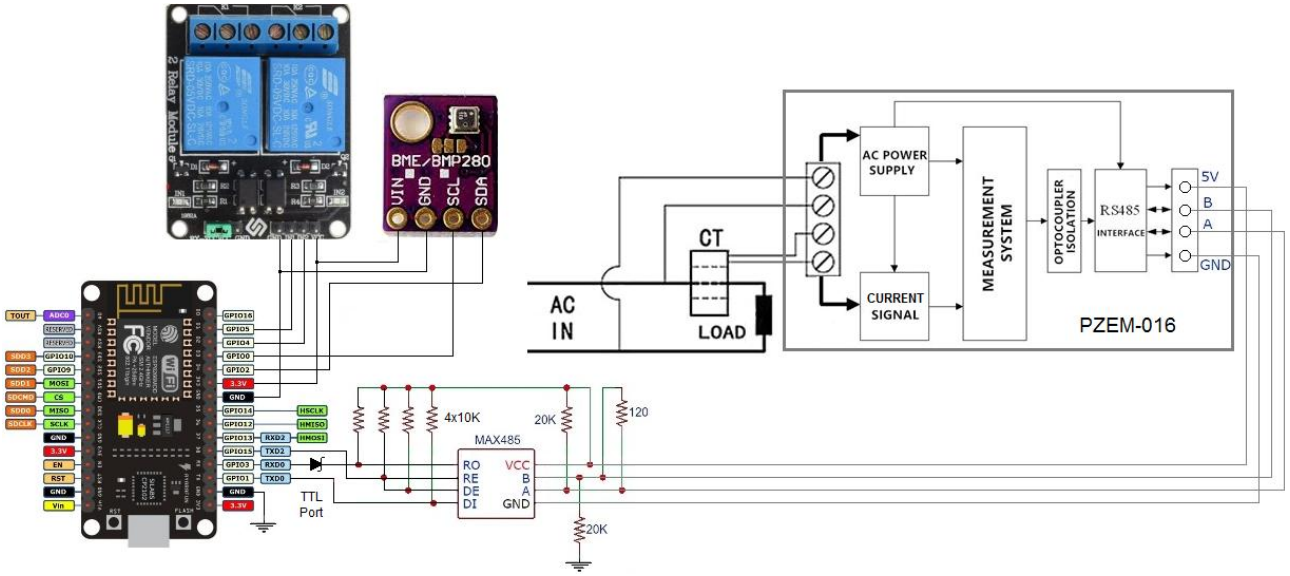


Fig. 4. *System hardware of the improved IoT energy meter*

BLYNK CLOUD SERVER - DIGITAL DASHBOARD

Blynk was designed for develop IoT applications that can control remote hardware via the Internet [3]. Showing data from sensors, data storage, visualization and many other features are enabled by Blynk applications that support more than 400 hardware development systems as NodeMCU. There are three main components of the Blynk platform:

- Blynk application that allows creation of user-oriented graphical interface using different, ready-made graphic objects (widgets).
- Blynk server, responsible for communicating mobile device and hardware. It can even be installed on a PC or Raspberry Pi system, and thus create a private, local cloud server.

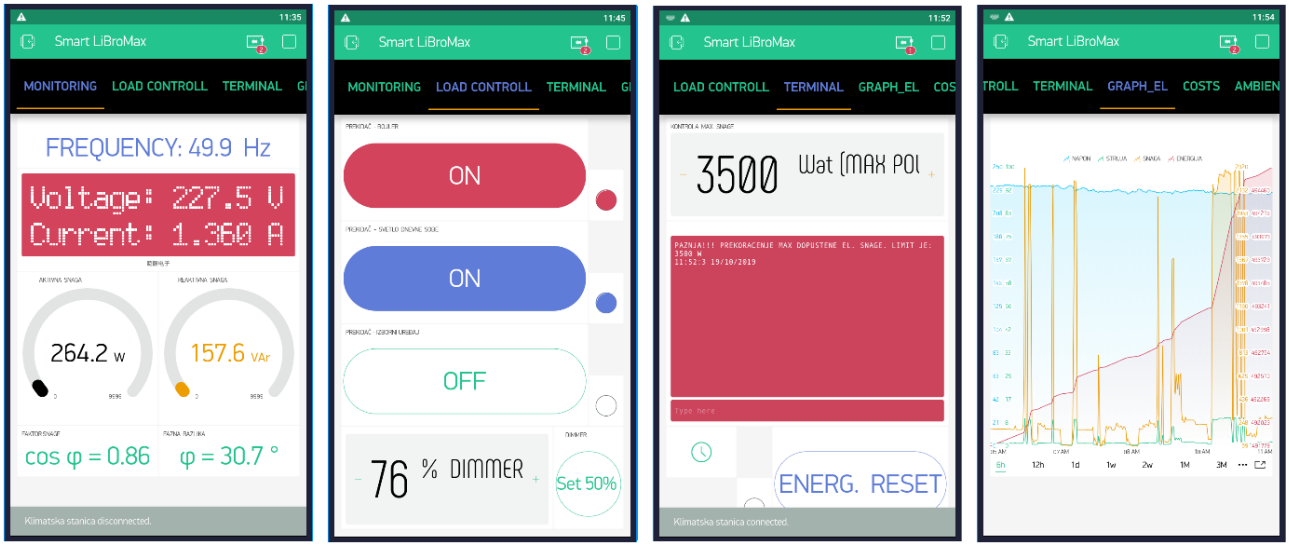


Fig. 5. *First part of digital dashboard of improved IoT energy meter on the Blynk cloud server*

- Blynk libraries available for the most popular hardware development systems that allow communication with the server and the processing of incoming and outgoing commands.

The Blynk application should be installed on iOS or Android platforms such as a smart phone or tablet. Upon installation, the user creates a new account for keeping and accessing the project from multiple devices and from anywhere.

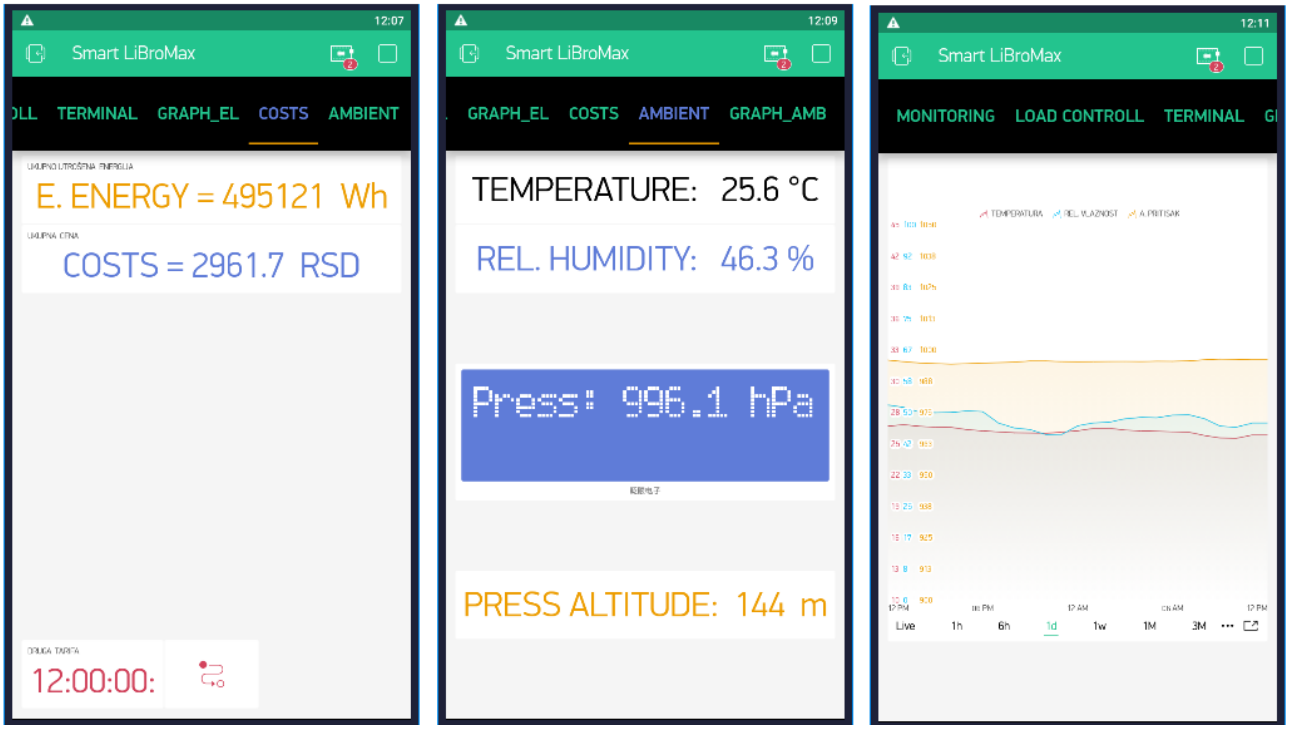


Fig. 6. *Second part of digital dashboard of improved IoT energy meter on the Blynk cloud server*

At the same time, the account also represents a security measure for the protection of user projects.

Arduino IDE, dedicated Blynk libraries for ESP8266 as well modbus library were used for NodeMCU platform programming.

The digital dashboard where we built a graphic interface for our project is shown in Figures 5 and 6.

As can be seen in Figure 5, all of above mentioned electrical quantities are reported in real time on the tab '**Monitoring**'. The exception is the reactive power obtained by computation.

The tab '**Load Control**' gives possibility of energy consumption control by turn-on or off individual loads.

The '**Terminal**' tab serves to set the limit of the active power. In case of exceeding the limit power, the user receives an audible and textual warning about the date and time of the overrun, as well as the current limit power. The message text remains permanently written in the terminal window, see Figure 5.

'**Graph_El**' tab depicts the waveforms of voltage, current, active power and energy consumption in the long time of monitoring. The discrete values of the waveforms of electrical quantities are stored on the Blynk cloud server and can be downloaded to the user's email as CSV files.

Figure 6 represents a continuation of the digital dashboard with additional three tabs. '**Costs**' tab contains information of consumed energy and the total price of consumption including higher and lower tariff.

'**Ambient**' tab presents the real ambient conditions of residential space like temperature, humidity, atmospheric pressure and pressure altitude in the real time, while the '**Graph_Amb**' collects and plots the waveforms of the first three physical quantities.

The application created on a mobile device provides a constant insight into the actual values of electrical and ambient physical quantities of importance for the electricity and comfort in a residential or business facility. The negligible self-consumption of the improved system does not have a significant impact on increasing the cost of managing and using the system.

CONCLUSION

The main goals of the proposed improved IoT energy meter were increase the number of electrical quantities to monitoring, increase the measurement accuracy and the monitoring

expansion to the living and working conditions in residential or business spaces. By appropriate choice of the system components these goals were reached.

Proposed system is intended to be installed in single phase network environments. It was installed and tested in a residential unit. Thanks to it, the monthly electricity consumption was reduced and the stay comfort was increased.

The installation of the system requires only minor modifications of the electrical infrastructure on the installation panel with fuses or outside, due to the interruption of consumer circuits controlled by relay switches.

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] A. Žorić, N. Žorić, M. Bejtović: *'IoT energy meter applicable in smart buildings'*, Int. Sci. Conf. UNITECH'18, TU-Gabrovo, 16-17 Nov. 2018, Gabrovo-Bulgaria, proceedings, Vol. I, pp. I-167 – I-172, ISSN: 1313-230X.

[2] H. Luan and J. Leng, "*Design of energy monitoring system based on iot*," Control and Decision Conference (CCDC), 2016 Chinese. IEEE, 2016, pp. 6785–6788.

[3] *Blynk Example Browser* [Online]. Available: https://examples.blynk.cc/

[4] PZEM-016 (2017, Apr.) [Online]. Available: https://pan.baidu.com/s/1B0MdMgURyjtO1oQa2lavKw

[5] *ESP8266EX datasheet* [Online]. Available: https://espressif.com/sites/default/files/documentation/0a-esp8266ex_datasheet_en.pdf

[6] *BME280 datasheet* [Online]. Available: https://www.embeddedadventures.com/datasheets/BME280.pdf

[7] *A Low-Cost, Flexible System for Energy Monitoring in Buildings*. (2017) [Online]. Available: https://www.politesi.polimi.it-/bitstream/10589/.../2017_04_HUQI%20ARMAND.pdf

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF WIND GENERATORS ON THE QUALITY OF ELECTRICITY AT THE POINT OF CONNECTION TO THE DISTRIBUTION NETWORK

Muhamed Bejtović[1], Aleksandar Č. Žorić[1]
[1]*Faculty of Technical Sciences, University of Priština, Serbia*

Abstract

The lack and the high price of fossil fuels imposes the need to use renewable energy sources. The advantages of using wind energy to convert it into electricity are primarily in the inexhaustible amount of energy that is environmentally friendly, as well as in economic justification, which results in the fact that the European Union is experiencing rapid growth of wind farms [1], [2]. This paper presents the results of the analysis of the impact of a wind generator located in the area of Tutin, Republic of Serbia, on the parameters of electricity quality at the point of connection to the distribution network. The results of measurements on a wind generator were used in this paper. Cases of operation at start and stop of wind generators in low wind conditions, as well as at steady - state operating modes were analyzed.

Keywords: Wind generator, electricity quality, measurements, distribution network

INTRODUCTION

The negative effects of fossil fuels have forced researchers finding new and renewable energy sources that are both environmentally more suitable and renewable. Wind energy is a renewable energy sources and has shown very fast development in the whole World. The issue of electric power security and stability, conditions the economic, industrial and social development of a country, so that obtaining electricity from renewable energy sources represents a development interest related to increasing the share in electricity production. The functionality of the electricity system is based on technical rules that must be met by electricity producers, by consumers connected to the electricity network and by companies that operate the network. In that sense, the rules for the operation of electric power systems prescribe technical rules for the connection of wind generators (Grid Code) [3]. Constant changes in wind speed, despite modern wind turbine designs, result in the fact that installation, activation and operation of wind turbines can have a significant impact on the quality of electricity, as well as on the stability of the power system. Considering the different technical constructions of mechanical and electrical wind generator assemblies [4], the paper describes the solution of the analyzed wind generator with multi-pole synchronous generator [5] and turbine without mechanical multiplier (transmission mechanism), is attractive due to lower price, weight and significantly lower maintenance costs, with reference to two characteristic operating modes, in order to considerate possible problems that arise in practice.

CONCEPT OF WIND GENERATOR CONNECTED TO THE NETWORK

The development of wind turbine technology goes in the direction of finding new solutions for the most efficient use of wind energy by increasing the rotor diameters of the generator, as well as increasing the conversion efficiency through the growing role of energy electronic converters as an interface between the generator and the network [6]. Thus, in this case, a two-way voltage converter was used to connect wind generator to the network.

The construction of a two-way voltage converter consists of two identical converters connected in a "back-to-back" topology, with a capacitive filter in a direct intermediate circuit as a kind of interface [7]. The converter circuit

can have different solutions, it is usually a configuration with IGBT switches, where the power of the converter can be increased by a parallel connection of the IGBT module. Such a configuration provides maximum wind energy utilization, the ability to inject reactive power into the network, and compensate for reactive power in the event of a "weak grid" or system failures. A transformer can also be connected towards the network, depending on the voltage level.

By using a multi-pole synchronous generator, it is possible to avoid the use of reducers, which is a great advantage of this concept over the others. In this case, a generator ENERCON type E-40, power 500 kW was used [8]. In addition, since the entire power passes through the energy converter, this solution is excellent during disturbances in the network, limiting transient currents to a minimum.

The management of active and reactive power flows has also been improved, which makes this solution more favorable for network operators. The block diagram of the wind generator is presented in Figure 1.

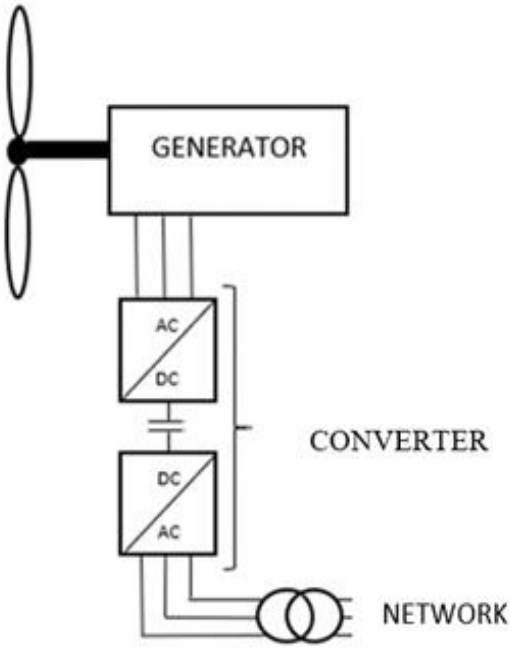


Fig. 1. *Wind generator block diagram*

Although many working conditions affect the operation of wind turbines, this paper primarily focuses on the impact on the quality of electricity. The analysis of electricity quality studies various phenomena that occur in power systems such as supply voltage variations, system asymmetries, harmonic distortions, and others. When we talk about the high quality of electricity, it mainly refers to the supply voltage quality with a precisely defined amplitude and frequency to the nonlinear nature of operation of modern electronic energy converters, higher harmonics of current and voltage are generated in the connection network, which result in the appearance of various negative effects of wind turbine operation were performed at the point of connection to the distribution network at voltage level 10kV and generated power of 0 ~ 85 kW, in order to emphasize the most unfavorable case of wind generator operation, as well as at steady-state operating modes, which means that, in this case, we selected the operating mode in which the generated power is in the interval of 100 ~ 170kW, in accordance with the standards and technical recommendations.

The best known standards in this field are IEC standards (61000, 2009) [9] and EN 50160 [10].

The measuring instrument on the basis of which the quality of electricity is determined according to the valid world standards is the analyzer of the quality of electricity.Electricity quality analyzers manufactured by Chauvin Arnoux [11], with a corresponding set of current sensors, were used for testing. The test obtained all relevant parameters (Effective voltage values, Effective values of intermediate voltages, Effective values of currents, THD of intermediate voltages, THD of currents, Active power, Reactive power, Power factor, Voltage harmonics and Current harmonics). The measuring equipment is connected directly to the low voltage side of the 0.4 / 10 kV transformer, which connects the wind generator to the 10 kV distribution network.

The summary test results are shown in Figures 2,3,4 for the first case of measurement, while for the second case they are shown in Figures 5,6,7.

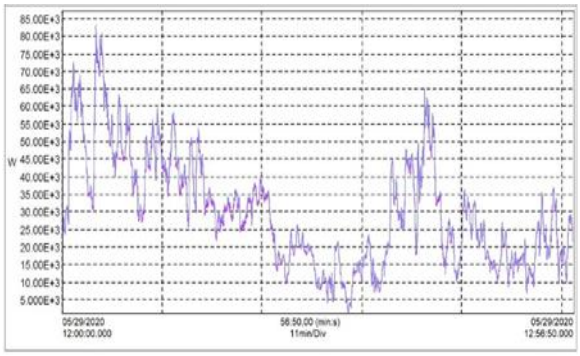


Fig. 2. *Generator active power at 0 ~ 85 kW*

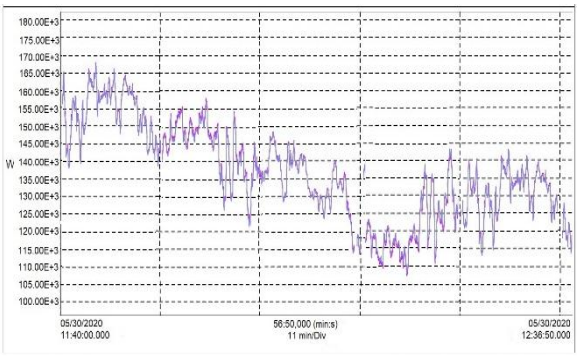
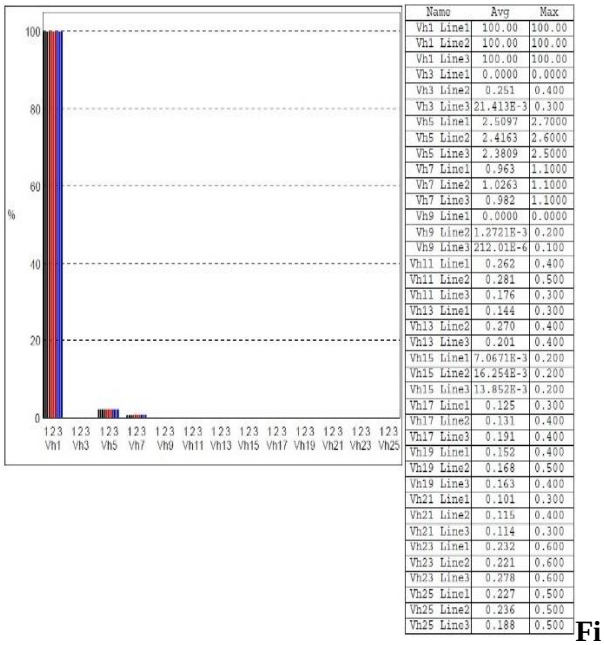
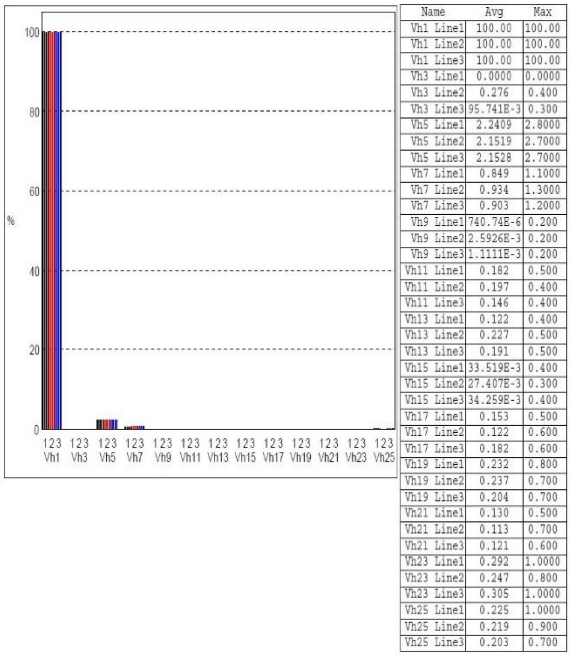


Fig. 5. *Generator active power at 100 ~ 170 kW*



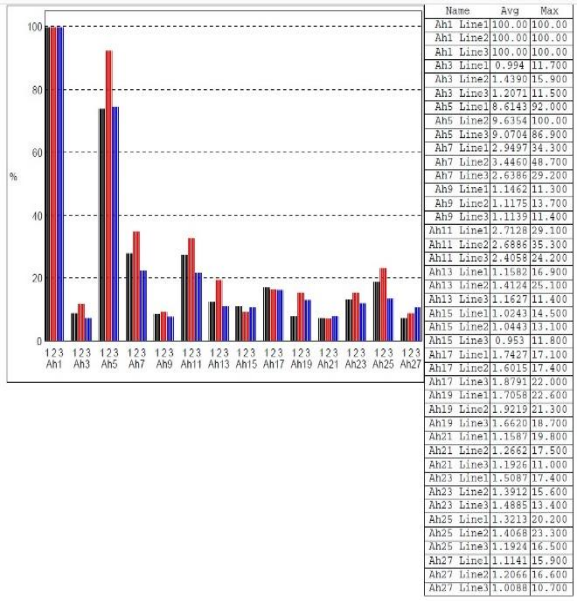
Name	Avg	Max
Vh1 Line1	100.00	100.00
Vh1 Line2	100.00	100.00
Vh1 Line3	100.00	100.00
Vh3 Line1	0.0000	0.0000
Vh3 Line2	0.251	0.400
Vh3 Line3	21.413E-3	0.300
Vh5 Line1	2.5097	2.7000
Vh5 Line2	2.4163	2.6000
Vh5 Line3	2.3809	2.5000
Vh7 Line1	0.963	1.1000
Vh7 Line2	1.0263	1.1000
Vh7 Line3	0.982	1.1000
Vh9 Line1	0.0000	0.0000
Vh9 Line2	1.2721E-3	0.200
Vh9 Line3	212.01E-6	0.100
Vh11 Line1	0.262	0.400
Vh11 Line2	0.281	0.500
Vh11 Line3	0.176	0.300
Vh13 Line1	0.144	0.300
Vh13 Line2	0.270	0.400
Vh13 Line3	0.201	0.400
Vh15 Line1	7.0671R-3	0.200
Vh15 Line2	16.254E-3	0.200
Vh15 Line3	13.852R-3	0.200
Vh17 Line1	0.125	0.300
Vh17 Line2	0.131	0.400
Vh17 Line3	0.191	0.400
Vh19 Line1	0.152	0.400
Vh19 Line2	0.168	0.500
Vh19 Line3	0.163	0.400
Vh21 Line1	0.101	0.300
Vh21 Line2	0.115	0.400
Vh21 Line3	0.114	0.300
Vh23 Line1	0.232	0.600
Vh23 Line2	0.221	0.600
Vh23 Line3	0.278	0.600
Vh25 Line1	0.227	0.500
Vh25 Line2	0.236	0.500
Vh25 Line3	0.188	0.500

Fig. 3. *Voltage content at generated power from 0 ~ 85 kW*



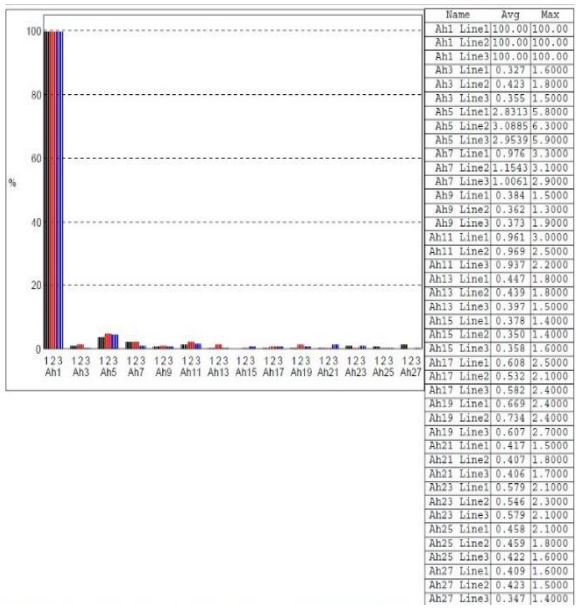
Name	Avg	Max
Vh1 Line1	100.00	100.00
Vh1 Line2	100.00	100.00
Vh1 Line3	100.00	100.00
Vh3 Line1	0.0000	0.0000
Vh3 Line2	0.276	0.400
Vh3 Line3	95.741E-3	0.300
Vh5 Line1	2.2409	2.8000
Vh5 Line2	2.1519	2.7000
Vh5 Line3	2.1528	2.7000
Vh7 Line1	0.849	1.1000
Vh7 Line2	0.934	1.3000
Vh7 Line3	0.903	1.2000
Vh9 Line1	740.74E-6	0.200
Vh9 Line2	2.5926E-3	0.200
Vh9 Line3	1.1111E-3	0.200
Vh11 Line1	0.182	0.500
Vh11 Line2	0.197	0.400
Vh11 Line3	0.146	0.400
Vh13 Line1	0.122	0.400
Vh13 Line2	0.227	0.500
Vh13 Line3	0.191	0.500
Vh15 Line1	33.519E-3	0.400
Vh15 Line2	27.407E-3	0.300
Vh15 Line3	34.259E-3	0.400
Vh17 Line1	0.153	0.500
Vh17 Line2	0.122	0.600
Vh17 Line3	0.182	0.600
Vh19 Line1	0.232	0.800
Vh19 Line2	0.237	0.700
Vh19 Line3	0.204	0.700
Vh21 Line1	0.130	0.500
Vh21 Line2	0.113	0.700
Vh21 Line3	0.121	0.600
Vh23 Line1	0.292	1.0000
Vh23 Line2	0.247	0.800
Vh23 Line3	0.305	1.0000
Vh25 Line1	0.225	1.0000
Vh25 Line2	0.219	0.900
Vh25 Line3	0.203	0.700

Fig. 6. *Voltage content at generated power from 100 ~ 170 kW*



Name	Avg	Max
Ah1 Line1	100.00	100.00
Ah1 Line2	100.00	100.00
Ah1 Line3	100.00	100.00
Ah3 Line1	0.994	11.700
Ah3 Line2	1.4390	15.900
Ah3 Line3	1.2071	11.500
Ah5 Line1	8.6143	92.000
Ah5 Line2	9.6354	100.00
Ah5 Line3	9.0704	86.900
Ah7 Line1	2.9497	34.300
Ah7 Line2	3.4460	48.700
Ah7 Line3	2.6386	29.200
Ah9 Line1	1.1462	11.300
Ah9 Line2	1.1175	13.700
Ah9 Line3	1.1139	11.400
Ah11 Line1	2.7128	29.100
Ah11 Line2	2.6886	35.300
Ah11 Line3	2.4058	24.200
Ah13 Line1	1.1582	16.900
Ah13 Line2	1.4124	25.100
Ah13 Line3	1.1627	11.400
Ah15 Line1	1.0243	14.500
Ah15 Line2	1.0443	13.100
Ah15 Line3	0.953	11.800
Ah17 Line1	1.7427	17.100
Ah17 Line2	1.6015	17.400
Ah17 Line3	1.8791	22.000
Ah19 Line1	1.7058	22.600
Ah19 Line2	1.9219	21.300
Ah19 Line3	1.6620	18.700
Ah21 Line1	1.1587	19.800
Ah21 Line2	1.2662	17.500
Ah21 Line3	1.1926	11.000
Ah23 Line1	1.5087	17.400
Ah23 Line2	1.3912	15.600
Ah23 Line3	1.4885	13.400
Ah25 Line1	1.3213	20.200
Ah25 Line2	1.4068	23.300
Ah25 Line3	1.1924	16.500
Ah27 Line1	1.1141	15.900
Ah27 Line2	1.2066	16.600
Ah27 Line3	1.0088	10.700

Fig. 4. *Currents content at generated powers* 0 ~ 85kW



Name	Avg	Max
Ah1 Line1	100.00	100.00
Ah1 Line2	100.00	100.00
Ah1 Line3	100.00	100.00
Ah3 Line1	0.327	1.6000
Ah3 Line2	0.423	1.8000
Ah3 Line3	0.355	1.5000
Ah5 Line1	2.8313	5.8000
Ah5 Line2	3.0885	6.3000
Ah5 Line3	2.9539	5.9000
Ah7 Line1	0.976	3.3000
Ah7 Line2	1.1543	3.1000
Ah7 Line3	1.0061	2.9000
Ah9 Line1	0.384	1.5000
Ah9 Line2	0.362	1.3000
Ah9 Line3	0.373	1.9000
Ah11 Line1	0.961	3.0000
Ah11 Line2	0.969	2.5000
Ah11 Line3	0.937	2.2000
Ah13 Line1	0.447	1.8000
Ah13 Line2	0.439	1.8000
Ah13 Line3	0.397	1.5000
Ah15 Line1	0.378	1.4000
Ah15 Line2	0.350	1.4000
Ah15 Line3	0.358	1.6000
Ah17 Line1	0.608	2.5000
Ah17 Line2	0.532	2.1000
Ah17 Line3	0.582	2.4000
Ah19 Line1	0.669	2.4000
Ah19 Line2	0.734	2.4000
Ah19 Line3	0.607	2.7000
Ah21 Line1	0.417	1.5000
Ah21 Line2	0.407	1.8000
Ah21 Line3	0.406	1.7000
Ah23 Line1	0.579	2.1000
Ah23 Line2	0.546	2.3000
Ah23 Line3	0.579	2.1000
Ah25 Line1	0.458	2.1000
Ah25 Line2	0.459	1.8000
Ah25 Line3	0.422	1.6000
Ah27 Line1	0.409	1.6000
Ah27 Line2	0.423	1.5000
Ah27 Line3	0.347	1.4000

Fig. 6. *Currents content at generated powers* 100 ~ 170kW

RESULT OF MEASUREMENT AND ANALYSIS

The results obtained by measurements on the transformer through which the wind generator is connected to the 10 kV distribution network, showed the following:

- all recorded maximum mean values of higher voltage harmonics are within the prescribed standards, both in case of starting and stopping of wind generators at low wind speeds with generated power of 0 ~ 85 KW, and under steady-state operating conditions with generated power of 100 ~ 170 KW.

- some of the values of the recorded maximum mean values of higher current harmonics were above the limits prescribed by the valid standards in cases of start and stop, as well as at low wind speeds, at generated power of 0 ~ 85 KW, while at operating conditions at generated power of 100 ~ 170 KW, the values of the currents of the current harmonics were within the permitted limits.

CONCLUSION

Generated power from wind energy system is always fluctuating due to the fluctuations in the wind. Although wind turbine manufacturers in the technical documentation, among other things, provide data related to the quality of delivered electricity, it is still necessary to measure the parameters of electricity quality at the point of connection of wind turbines to the transmission network in order to assess compliance with the relevant regulations defined in the network rules of the transmission system operator.

In addition to the results of the analysis of the impact of a particular wind turbine on the quality of electricity on the transmission network, this paper aims to indicate the way the wind turbine works, in order to set technical recommendations which are given when connecting wind turbines to the distribution network.

REFERENCE

[1] Global Wind Energy Council, Global Wind Report 2018, April 2019.

[2] Wind Europe Business Intelligence, Wind energy in Europe in 2018 -Trends and statistics, 2019.

[3] M. Tsili, and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," IET Renew. Power Gener., vol. 3, no. 3, pp. 308-332, March 2009.

[4] Bin, W., et al., Power Conversion and Control of Wind Energy Systems, John Wiley and Sons, Inc., Publication, New Jersey, USA, 2011.

[5] S. Chakrabort, M.G. Simões, W.E. Kramer, Power Electronics forRenewable and Distributed Energy Systems - A Sourcebook of Topologies, Control and Integration, Springer-Verlag London 2013.

[6] T. Burton, N. Jenkins, D. Sharpe, E. Bossanyi, Wind Energy Handbook, Second Edition, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex, PO19 8SQ, United Kingdom, 2011.

[7] T. Ackermann, Wind Power in Power Systems, John Wiley & Sons, Ltd,The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England.

[8] ENERCON, Wind energy converters – Technology & Service. (2010).

[9] IEC 61000-4-7, 2009, Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-7:Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected.

[10] EN50160:2005, Voltage characteristics of electricity supplied by the public distribution systems, CENELEC, 2005.

[11] Chauvin Arnoux, Three Phase Electrical Networks Analyzer C.A 8335 Qualistar Plus, Operating Manual, France. (2009).

MICROWAVE FOOD FAT METER

Konstantyn Shevchenko[1], Oleksiy Yanenko[1], Mikhail Prokofiev[1], Sergey Peregudov[1], Vasyl Kuz[2]
[1] Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute
[2] Ternopil Ivan Puluj National Technical University

Abstract

The paper considers the possibility of measuring the fat content of food products by estimating the level of reflected microwave radiation from the product. The functional scheme of the device is offered, the algorithm of its work and process of measurement of parameter of fat content is described.

It is shown that with the use of the described measurement algorithm the influence on the measurement result of the parameters of the measuring path elements is significantly reduced. This, in turn, increases the accuracy of measurements from 0.05% to 0.2% when changing the fat content of products in the range up to 12%.

Keywords: food product, fat content, microwave radiation, electromagnetic waves.

INTRODUCTION

In the production of food products based on milk, sauces, nutrient mixtures and other products, it is often necessary to assess the fat content in them [1]. For this purpose, laboratory analysis devices are used, such as the device for determining the fat content SER 148, automatic fat content meters ANKOM XT15 and XT10, infrared analyzer Inframatic 9500 and others [2]. They provide high measurement accuracy, but can only be used in the laboratory and involve sampling the mixture and placing it in the cell of the instrument. However, food production processes are for the most part continuous and require real-time results. In addition, intervention in the process chain and sampling is not always possible and appropriate.

PROBLEM STATEMENT

In such conditions, the use of microwave methods for determining the fat content in food is promising. These methods are non-contact and do not require intervention in the technological process. The fundamental possibility of using electromagnetic radiation (EMR) of the microwave range to measure fat content is based on a significant difference in the dielectric constant of fats and water that are part of the product. Thus, the dielectric constant of fats is in the range of 1,2…2 units, and water - 75…78 depending on the selected frequency range. The relationship between the dielectric constant of a mixture and the percentage of its components is described by known relations, for example, the Odelevsky formula [3].

Thus, the dielectric properties of the food mixture are determined by the ratio of fat and water. Increasing the amount of fat in the food mixture from 0.1% to 10% changes the dielectric constant of the mixture, reducing it to 55…60 units.

When probing microwave radiation of food product, which is on the conveyor belt or in the dielectric product line, at the boundary of its distribution is reflected. This is due to the difference between the dielectric constant of air and the test product. The highest level of reflection is observed in the absence of fat in the product. Increasing the amount of fat in the product reduces the level of the reflected signal due to changes in dielectric constant. This allows you to determine the fat content of food by measuring the reflection coefficient of EMR from the test product.

A similar method is used in the fat meter described in [4]. The meter consists of a microwave generator, an adjustable attenuator,

two directional couplers, a comparison unit and a primary converter. The primary transducer is a waveguide tee, one arm of which is insulated with a Teflon cap. The liquid test product is passed through the other two arms. The measurement compares the signals taken from the directional couplers using ultra-high frequency (microwave) detectors. One channel in which the adjustable attenuator is installed is used as a model. The second, connected to the waveguide tee, is a measuring one. The difference signal from the comparison unit is amplified and sent to the meter. The problems with the use of such a meter are due to the fact that the studied product is in contact with the elements of the waveguide path. In addition, the need for adjustment in the measurement process of the two attenuators significantly complicates the measurement process, and the instability of the characteristics of microwave detectors causes significant errors.

These shortcomings are partially eliminated in the fat meter proposed in [5]. According to the structure of construction, this meter is single-channel. It includes a microwave generator, an adjustable attenuator and a double waveguide bridge. A transceiver antenna, a microwave detector and a recording device are connected to one of the arms of the bridge. A feature of the meter is the reciprocating movement of the antenna, formed by the crank mechanism. Due to the periodic movement of the antenna relative to the product line from the detector removes the voltage modulated by the frequency of movement of the antenna. The depth of voltage modulation is inversely proportional to the fat content of the product. The disadvantages of this device include the low accuracy of measurement due to the nonlinearity of the static characteristic, which is especially evident at low values of fat content. In addition, the presence of mechanical elements in the design of the fat meter significantly reduces its reliability.

The authors propose a food fat meter, which eliminates the shortcomings inherent in the above meters.

MICROWAVE FOOD FAT METER

In fig. 1 shows a functional diagram of the device developed by the authors, which improves the accuracy of measuring the fat content of food products.

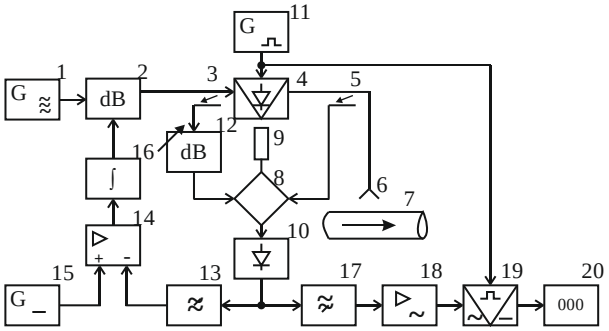


Fig 1. *Functional diagram of the food fat meter.*

Designations on the functional scheme of the meter of fat content of foodstuff: 1 - microwave generator; 2 - attenuator with adjustable gear ratio; 3, 5 - directional couplers; 4 - microwave switch; 6 - transceiver antenna; 7 - product pipeline; 8 - double waveguide bridge; 9 - agreed load; 10 - microwave detector; 11 - generator of rectangular pulses; - 12 adjustable attenuator; 13 low pass filter; 14 - differential amplifier; 15 - reference voltage source; 16 - integrator; 17 - high-pass filter; 18 - amplifier; 19 - synchronous detector; 20 - measuring device.

The food fat meter works as follows. The ultra-high frequency signal from the generator 1 through a series-connected adjustable microwave attenuator 2, a directional coupler 3, a public microwave switch 4 and a directional coupler 5 are fed to the transceiver antenna 6. The microwave oscillations emitted by the antenna are partially absorbed through the product. product line 7, and partially reflected from it. The reflected microwave oscillations are received by the antenna 7 and through the directional coupler 5 are fed to one of the inputs of the double waveguide bridge 8. Part of the oscillations is absorbed by the agreed load 9, and part is fed to the microwave detector 10.

The output voltage of the detector 10 can be represented as

$$U_1 = S_{10}K_2K_5K_8\left(\rho_0 - \Delta\rho\right)P_0, \quad (1)$$

where: P_0 - microwave power of the generator 1;

ρ_0 - reflection coefficient from the defatted product;

$\Delta\rho$ - change in the reflection coefficient, proportional to the amount of fat in the product;

K_2 - transmission ratio of the adjustable attenuator 2;

K_5 - the transmission factor of the directional coupler 5;

K_8 - the transmission factor of the double waveguide bridge 8;

S_{10} - the sensitivity of the microwave detector 10.

The operation of the microwave key 4, made, for example, on the pin diode, is controlled by the rectangular voltage of the generator 11. Positive and negative pulses of the alternating voltage of the generator 11 open or close the pin diode of the microwave key 4. When the microwave diode is open When the microwave diode is closed, the oscillations are completely reflected from it and through the directional coupler 3 enter the adjustable microwave attenuator 12 and then fall on the other input of the double waveguide bridge 8.

The output voltage of the microwave detector 10 thus takes the value

$$U_2 = S_{10}K_8K_{12}K_3K_2P_0, \quad (2)$$

where: K_{12} - the transfer factor of the adjustable microwave attenuator 12;

K_3 - the transfer factor of the directional coupler 3.

When periodically opening and closing the key 4 with a low frequency at the output of the microwave detector 10, a sequence of video pulses with amplitudes U_1 and U_2 is formed. The constant component of the sequence of video pulses is described by the expression:

$$U_3 = \frac{U_1 + U_2}{2} = \\ = \frac{1}{2}S_{10}K_2K_8\left[K_5\left(\rho_0 - \Delta\rho\right) + K_{12}K_3\right] \quad (3)$$

The generated voltage (3) is released by the low-pass filter 13 and is fed to one of the inputs of the differential amplifier 14. The other input of the differential amplifier receives the reference voltage from the source 15. The differential voltage of the differential amplifier 14 charges the integrator 16. The process of automatic adjustment of the transmission factor K_2 continues until the voltages at the inputs of the differential amplifier are equalized. In the established mode

$$U_3 = \frac{1}{2}S_{10}K_2K_8K_{13}\left[K_5\left(\rho_0 - \Delta\rho\right) + K_{12}K_3\right] = U_0, \quad (4)$$

where: U_0 - DC voltage of the reference voltage source 15;

K_{13} - the transfer factor of the filter 13 low frequencies.

From the obtained equation (4) it follows that the transmission coefficient of the microwave attenuator 2 takes the value

$$K_3 = \frac{2U_0}{S_{10}K_9K_{13}\left[K_5\left(\upsilon_0 - \Delta\rho\right) - K_{12}K_3\right]}. \quad (5)$$

The variable component of the sequence of video pulses is described by the expression:

$$U_4 = \frac{U_1 - U_2}{2} = \\ = \frac{1}{2}S_{10}K_2\left[K_5\left(\rho_0 - \Delta\rho\right) - K_{12}K_3\right] \quad (6)$$

The generated voltage (6) is emitted by the high-pass filter 17, amplified by the amplifier 18 and rectified by a synchronous detector 19, controlled by the rectangular pulses of the generator 11. As a result, we obtain:

$$U_5 = K_{17}K_{18}U_4, \quad (7)$$

where: K_{17} - the transmission factor of the filter 17 lower frequencies;

K_{18} - the gain of the low frequency amplifier 18.

The variable component (7) U_4 taking into account the value of the transmission factor of the microwave attenuator 2 takes the form

$$U_4 = \frac{2S_{10}K_8\left[K_5\left(\rho_0 - \Delta\rho\right) - K_{12}K_3\right]U_0}{2S_{10}K_8\left[K_5\left(\rho_0 - \Delta\rho\right) + K_{12}K_3\right]} = \frac{K_5\left(\rho_0 - \Delta\rho\right) - K_{12}K_3}{K_5\left(\rho_0 - \Delta\rho\right) + K_{12}K_3}\frac{U_0}{K_{13}}. \quad (8)$$

The scheme of the fat meter uses the same type of directional couplers of reflected oscillations 3 and 5. Therefore, we can assume that. The transmission $K_3 = K_5$ rate of the microwave attenuator 12 is set in the process of calibration for the defatted product and the absence of a variable component ($U_4 = 0$). This corresponds to the ratio $K_{12} = \rho_0$.

Given the latter, the voltage measured

$$U_5 = K_{17}K_{18}\frac{\Delta\rho}{2\left(\rho_0 - \Delta\rho\right)}\frac{U_0}{K_{13}}. \quad (9)$$

If you choose filters 13 and 17 with the same transfer coefficients ($K_{13} = K_{17}$), then when the fat content of the product, for example, milk up to 10...12%, you can write:

$$U_5 = -K_{17}\frac{\Delta\rho}{\rho_0}\frac{U_0}{2}. \quad (10)$$

Thus, the output voltage (10) U_5 registered by the device 20 is proportional to the relative change of the reflection coefficient $\Delta\rho$ of microwave oscillations from the milk line. The registered voltage:

- does not depend on the level of microwave power generated (P_0), the sensitivity of the microwave detector (S_{11}) and the parameters of the measuring circuit (K_2, K_3, K_5, K_8);

- the effect of the thickness of the walls of the product line ρ_0 is taken into account when calibrating the meter with a corresponding change in the transmission rate of the microwave attenuator 12;

- the measurement result is determined not by the absolute change of the reflection coefficient ρ, but by its relative value, $\Delta\rho/\rho_0$ therefore the influence of temperature changes and other factors on the measurement results is significantly reduced.

CONCLUSION

1. The fat content of a product is estimated by the ratio of the amount of fat to the volume of the product and is a relative value. Therefore, the relative change in the reflection coefficient $\Delta\rho/\rho_0$ is associated with a linear relationship with the fat content of the product as a relative value. The zero readings of the measuring device correspond to the zero fat content of the product.

2. Experimental studies conducted with foods of different fat content (0,1...12%) at a microwave frequency of 10 GHz and a switching frequency of 1 kHz showed the following:

- linear dependence occurs in the range from 0,1 to 3% fat with an absolute measurement error of not more than 0,05%;

- in the range of 3...6% the error becomes slightly increased but does not exceed 0,1%;

- in the range of 6 ... 12% the methodical error from influence $\Delta\rho$ on ρ_0 in a denominator of expression (10) for tension U_5 the error increases to 0,2% is shown.

Changing the measurement limits in the considered scheme when measuring the fat content of other types of products is carried out by changing the gain K_{17} of the amplifier 17 without changing the main elements of the scheme.

REFERENCE

[1] Bukhtareva EF Commodity science of food fats, milk and dairy products. M.: Economics, 2017. 32p.

[2] Brusilovsky AP, Weinbegr AY Devices of technological control of the dairy industry. M.: 2014. 178−182p.

[3] Odelevsky VI Calculation of generalized conductivity of heterogeneous systems // Journal of Technical Physics. 1951. T. 21. Issue. 6. P. 667–685.

[4] Moik IB, Rogov NA, Gorbunov AV Thermo- and hygrometry of food products: Handbook.- M.: Agropromizdat, 1988, - p. 266.

[5] Copyright certificate of the USSR № 367383, MKI G01N33 / 06, G01N23 / 12.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ДВУПОСОЧЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ ЗА ПРИЛОЖЕНИЕ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИ АВТОМОБИЛИ

SIMULINK MODEL OF BIDIRECTIONAL DC/DC CONVERTER FOR ELECTRIC VEHICLE APPLICATION

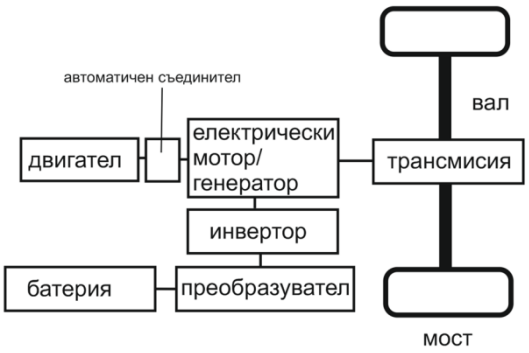
Evgeni Malev
Technical University of Varna,Bulgaria
evgeni.malev@abv.bg

Abstract
The mechanism of regenerative braking begins to find more application in electric and hybrid vehicles. In this type of braking system, when the car has stopped and electric power is generated, which is transmitted to the battery or for storage in another element. In this article a mathematical model of bidirectional DC/DC converter for regenerating braking for Electric vehicle application were presented.

Keywords: regenerating braking, bidirectional DC/DC converter, Arduino , Atmega mircorocessor, MATLAB

ВЪВЕДЕНИЕ

Двупосочните импулсни преобразователи за постоянно напрежение са силови електронни схеми, намиращи все по-широко приложение в хибридни системи за възобновяеми енергийни източници, електрифициран транспорт, зарядни станции за електрически автомобили и други. В електрическите транспортни средства,в частност електрическите автомобили и товарни автомобили до 3.5 т. импулсен преобразувател предаващ енергия в двете посоки е част от подсистема, която предава електрическа енергия от един източник към друг и обратно. Обикновено това са: от една страна батерия или суперкондензатор, а от друга – електрически мотор, който консумира и генерира електрическа енергия. Системите за регенеративно спиране навлизат все повече в електрическите и хибридни автомобили. Основните му предимства са свързани с оптималното използване на електрическата енергия в автомобила, ефективност и надеждност [1]. Положението на един двупосочен преобразувател в подобна система е между батерията и инвертора към електрическия мотор. При нормален режим на работа електрическата енергия се предава от слотовете с батерии към електрическия мотор. В този режим преобразувателя работи като повишаващ. В режим на спиране за определен период, мотора извършва свободни обороти и генерира електрическа енергия. В този случай енергията се предава в обратна посока от мотора към батерията през преобразувателя, който работи като понижаващ. Регенеративното спиране позволява голямо количество кинетична енергия, да бъде съхранено и използвано за по – дълъг пробег на автомобила. Освен това тези иновативни спирачни системи, позволяват и допълнително използване на кинетични спирачки. Също така другите предимства са свързани с: намаляване на износването на спирачната система и удължаването на периода на заряд на системата [2].

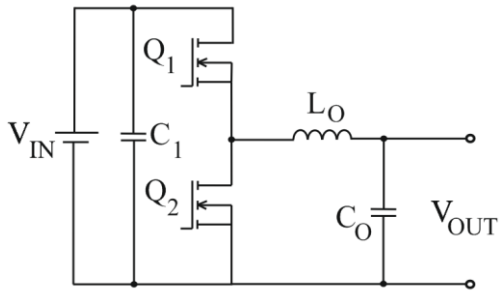


Фиг. 1. *Блокова схема хибриден електрически автомобил и положението на системата за регенеративно спиране.*

Двупосочните преобразуватели, се характеризиран с висока ефективност и спестяването на значително количество енергия.

ДВУПОСОЧЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ ЗА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ

Топологията на изследвания преобразувател е повишаващо-понижаващ двупосочен неизолиран. Основните и предимства спрямо другите топологии са: ниска цена, висока ефективност, използване на минимален брой индуктивни елементи .Подобни преобразуватели намират прилжожение в системите за заряд и разряд на батерия, електрически преводни средства и системи за непрекъсваемо захранване с мощности до 1kW [3]. Преобразувателя се състои от два силови ключа - Q_1 и Q_2, кондензатори от ниската и високата страна - C_I и C_o и бобина - L_0.

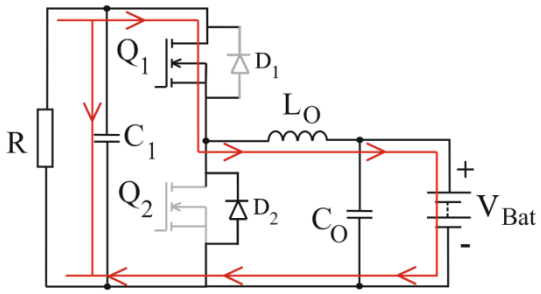


Фиг. 2. *Принципна схема на неизолиран повишаващо-понижаваш двупосочен преобразувател*

Основните предимства в сравнение с изолираните топологии са свързани с това, че не е нужно да се използва високочестотен трансформатор, който увеличава размера, цената и теглото на печатната платка. Повишаващо-понижаващия преобразувател в сравнение с Чук и Сепик топологиите има нужда от само един индуктивен елемент - бобина. При правилно проектиране в зависимост от приложението, ефективността достига до 60 – 70 %. По отношение на управлението, той може да работи в режим на заряд, режим на разряд, режим на готовност и изключен режим [4]. При режима на заряд силовото устройство работи като понижаващ преобразувател. В този режим, блоковете съхраняващи електрическата енергия - батерията или суперкондензатора се зареждат от постоянно напрежение генерирано от мотора. Поведението на схемата в този режим е представена в интервали 1 (Фиг.3) и 2 (Фиг.4). В интервал 1 Q1 е включен, Q2 е изключен и бобината L се зарежда [5].

Напрежението върху бобината се изразява от следната формула:

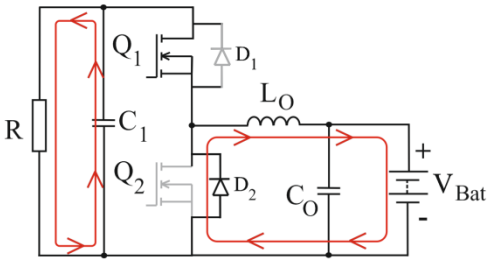
$$_L = V_{BUS} - V_{Bat} \quad (1)$$



Фиг. 3. *Еквивалентна схема на неизолиран повишаващо-понижаваш двупосочен преобразувател в режим на заряд (интервал 1)*

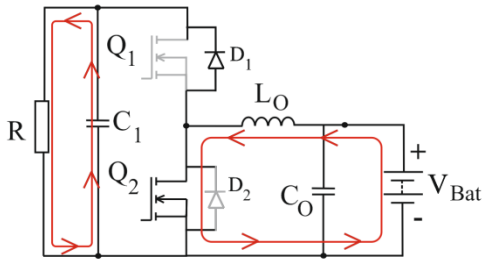
В интервал 2 двата транзистора Q1 и Q2 са изключени. Диодът D2 продължава да провежда електрическа енергия. Напрежението върху бобината е равно на:

$$_L = -V_{Bat} \quad (2)$$



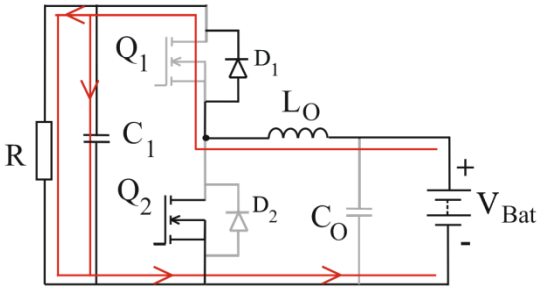
Фиг. 4. *Еквивалентна схема на неизолиран повишаващо-понижаваш двупосочен преобразувател в интервал 2*

Режима на разряд, се е представен в интервали 3 (Фиг. 5) и 4 (Фиг. 6). При него силовото устройство работи като повишаващ преобразувател. В този режим електрическата енергия протича от батерията към товара. Отдадената енергия се съхранява в кондензаторът C1.



Фиг. 5. *Еквивалентна схема на неизолиран повишаващо-понижаваш двупосочен преобразувател в режим на разряд (интервал 3)*

В интервал 3 Q2 е включен, Q1 е изключен и тока през бобината L намалява до нулева стойност.



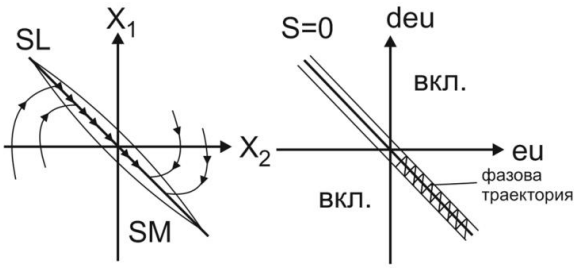
Фиг.6 *Еквивалентна схема на неизолиран повишаващо-понижаваш двупосочен преобразувател в режим на разряд и интервал 4*

В интервал 4 двата транзистора Q1 и Q2 са изключени. Диодът D1 продължава да провежда електрическа енергия.

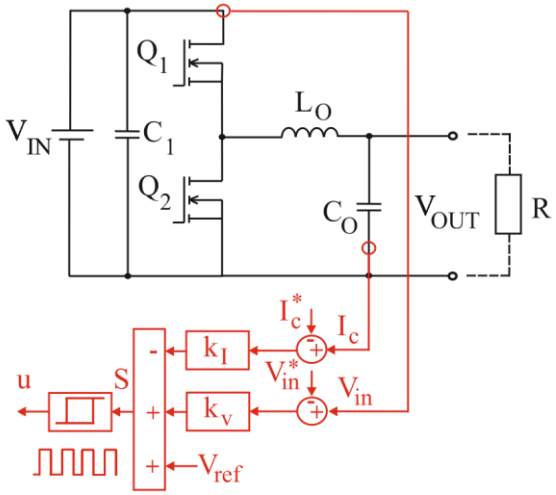
Напрежението върху бобината се изразява от следната формула:

$$_L = -V_{Bat} \quad (3)$$

Плъзгащ режим на управление (*англ.* Sliding mode control) е алгоритъм за управление на нелинейни системи. Основните му предимства са свързани с гарантирана стабилност, възможността за използване на различни методи за управление към силовите ключове, нечувствителността към смущения от референтни сигнали, преобразуващите му уравнения са в намален ред и конвергенция на нулеви грешки на системата със затворен цикъл [6]. При управление се създава се траектория на променливите на състоянията, благодарение на което се достигна до желано равновесие спрямо състоянието на референтните променливи. Графичното управлението е представено на Фиг.7. На Фиг.8 е представена блокова диаграма на Плъзгащ режим на управление на повишаващо-понижаващ преобразувател [7].



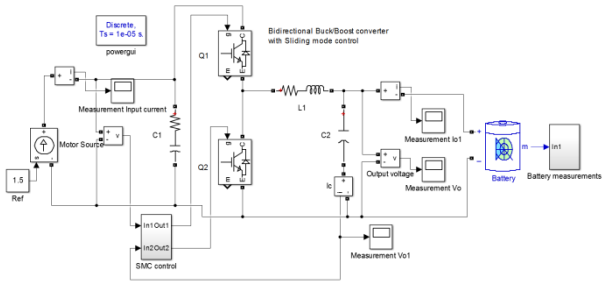
Фиг.7 *Графично представяне на Плъзгащото управление*



Фиг.8 *Блокова диаграма на управлението на преобразувателя*

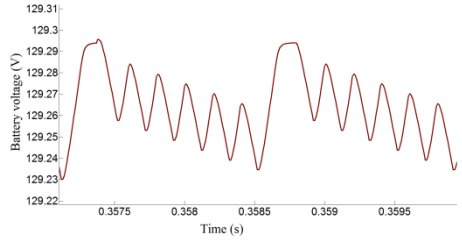
МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ДВУПОСОЧЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ

За да бъде създаден физически прототип, е нужно да се изследват основните параметри на преобразувателя, в различни режими на работа. За целта е създаден математически модел в програмната среда Матлаб. В изследвания симулационен модел, електронния преобразувател е свързан между източника за съхранение на постоянно напрежение и регенеративния мотор [8][9].

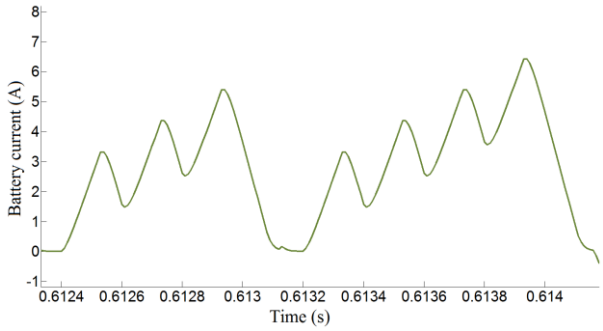


Фиг.9 *Блокова диаграма на математическия модел на преобразувателя в Симулинк*

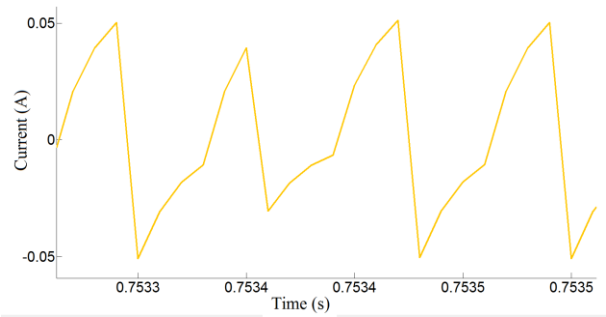
В следващите фигури от Фиг. 10 до Фиг.14, се представят входно – изходни параметри,чрез които може да се добие представа за работата на преобразувателя при определена стойност на входното напрежение.



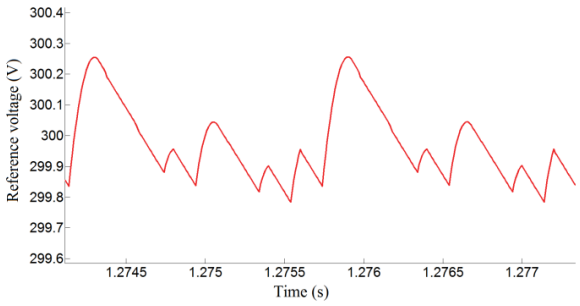
Фиг. 10. *Изходно напрежение от на преобразувателя към елемент,съхраняващ електрическата енергия*



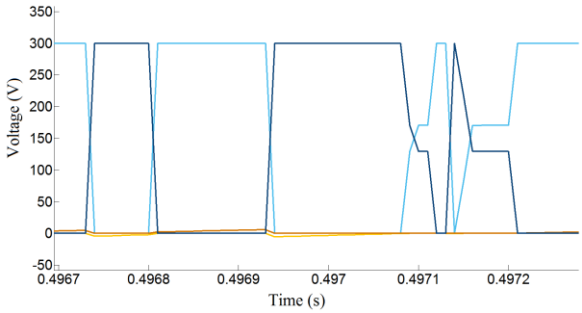
Фиг. 11. *Изходен ток от на преобразувателя към елемент,съхраняващ електрическата енергия*



Фиг. 12. *Токът през кондензаторът C2 използван като обратна връзка*

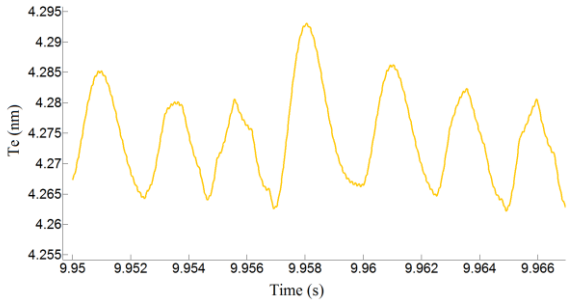


Фиг. 13. *Входен ток използван като обратна връзка на преобразувателя*

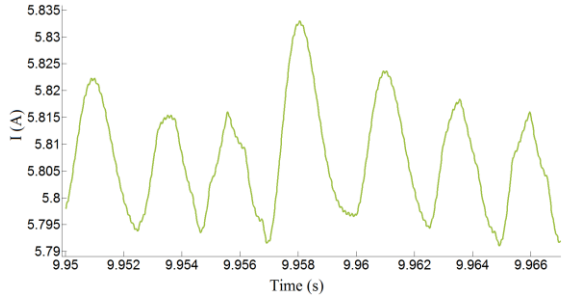


Фиг. 14. *Управляващо напрежение V_{GS} на ключовете Q1(светлосин) и Q2(тъмносин) и токът през техните вградени диоди D1 (жълт) и D2 (оранжев)*

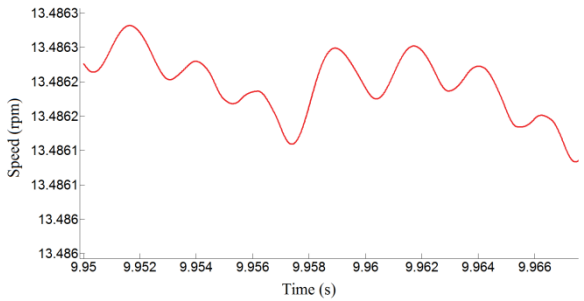
Основните параметри на електрическия мотор в началния момент на работа на електрическия мотор,при отдаване на енергия от батерията са представени в следващите три фигури.



Фиг. 15. *Въртящ момент Te(nm) на електрическия мотор в начален работен момент*



Фиг. 16. *Ток през арматурната намотка на електрическия мотор в начален работен момент*



Фиг. 17. *Скорост(RPM) на електрическия мотор в начален работен момент*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представения доклад е изследван в Матлаб двупосочен преобразувател,с намиращ приложение в електрическия транспорт. Създаден е математически модел на управлението, за да се проследи поведението на преобразувателя и неговите ключове при различни режими на работа и промяна на входно-изходните параметри. Предложения преобразувател съчетава ефективност и прецизно управление с използване на повече от параметри като обратна връзка. Направените математически модели, които представят работата на преобразувателя в режими на зареждане на електрическа батерия при регенерация и когато отдава електрическата енергия от батерията към мотора. На базата на получените резултати, може да бъде реализиран и изследван физически модел на двупосочния преобразувател.

REFERENCE

[1] Zhang G., Dai Y., Cui J. “Design and Realization of a Bi-directional DC／DC Converter in photovoltaic power system” // International Forum on Energy, Environment and Sustainable Development International Forum on Energy, Environment and Sustainable Development (IFEESD), May 2016 ISBN 978-94-6252-204-6

[2] Turksoy O., Yilmaz U., Teke A. “Overview of battery charger topologies in plug-in electric and hybrid electric vehicles” // 16th International Conference on Clean Energy (ICCE-2018) 9-11 May 2018, Famagusta, N. Cyprus

[3] Martínez C., Cao D. “ Ihorizon-Enabled Energy Management for Electrified Vehicles”, 2019 Elsevier Inc. ISBN 978-0-12-815010-8 p.77-82

[4] Lopez-Santos O., Urrego-Aponte J., Tilaguy-Lezama S., Almansa-López J. “Control of the Bidirectional Buck-Boost Converter Operating in Boundary Conduction Mode to Provide Hold-Up Time Extension” Energies2018, 11, 2560;

[5] Viswanatha V. Venkata Siva Reddy R. “Microcontroller based bidirectional buck–boost converter for photovoltaic power plant” // Journal of Electrical Systems and Information Technology Vol. 5, Issue 3, December 2018, p.745-758

[6] Lešo M., Žilková J., Biroš M., Talian P. “Survey of control methods for DC-DC converters” // Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 18, No. 3, 2018, p.41–46

[7] Martınez-Salamero M., Calvente J., Giral R., Poveda A., Fossas E. “Analysis of a Bidirectional Coupled-Inductor´ Cuk Converter Operating in Sliding Mode” // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications Vol. 45, No. 4, Apr 1998 ISSN: 1057-7122 p.355 - 363

[8] Lin C., Hung H., Li J. “Active Control of Regenerative Brake for Electric Vehicles” // Actuators 2018, 7, 84. Actuators 2018, 7(4), 84;

[9] Saleh M., Esa Y., Mhandi Y., Brandauer W., Mohamed A. "Design and implementation of CCNY DC microgrid testbed," "Design and implementation of CCNY DC microgrid testbed," // 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Portland, OR, 2016, pp. 1-7.

ПРЕГЛЕД НА ХИБРИДНИ СТРУКТУРИ ЗА ПРИЛОЖЕНИЕ В ЕЛЕКТРОТРАНСПОРТНИ СРЕДСТВА

Гергана Вачева[1], Николай Хинов[1]
[1]*Технически университет София,*
Катедра "Силова Електроника"

REVIEW OF A HYBRID STRUCTURE FOR APPLICATION IN EVs

Gergana Vacheva[1], Nikolay Hinov[1]
[1] *Technical University of Sofia*
Department of Power Electronics

Abstract

Electric vehicles have been widely used in recent years as an alternative to the vehicle with internal combustion engines. Complex task in the design and development of EVs is determining the optimal structure and combining multiple elements for energy storage such as supercapacitors, fuel cells and batteries. In this paper several hybrid structures of EVs consist of various technologies of energy storage elements are presented. Strategies for optimal control of energy flows in EVs are also proposed. This study presents, although the rapid development of modern technology, even more necessary search for new strategies when using EVs. The main purposes of this study is to make a classification of the typical structure and to choose the optimal solution for achieving higher energy efficiency.

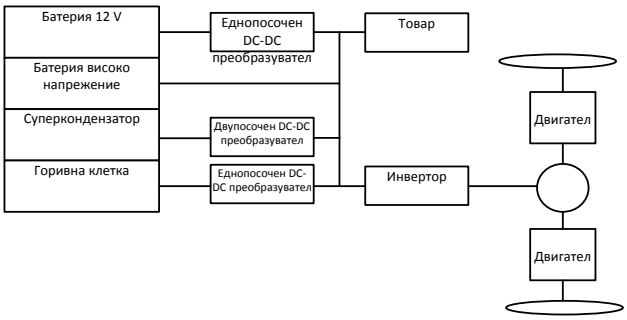
Keywords: electric vehicles, fuel cells, supercapacitor.

ВЪВЕДЕНИЕ

Хибридното електрическо превозно средство (ЕТС) е превозно средство, което комбинира различни източници на енергия, преобразувания от различно естество, които могат да бъдат двигател с вътрешно горене, комплектован с алтернативно екологично гориво и др. Интерес представлява хибриден ЕТС, при който един от източниците на енергия е електрически. Той може да включва двигател с вътрешно горене куплиран с електрически двигател захранван от електрически източник или няколко електрически източници на енергия.

ХИБРИДНА СТРУКТУРА ЗА ЗАХРАНВАНЕ

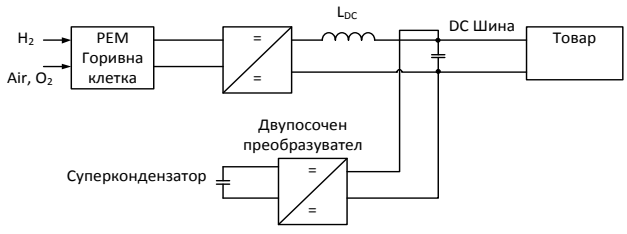
Основна функция при управлението на енергийните потоци в ЕТС електрическата енергия е да дават приоритет на заявките за захранване в реално време, зададени от натоварванията и разпределянето на наличните енергийни ресурси от генерирането и съхранението на енергия, по оптимизиран начин за максимална ефективност и производителност [2-3]. Оптималното управление на мощността и енергията може да спомогнат за намаляване на теглото, размера и да подобряви работата на превозното средство. Фигура 1 показва пример за архитектура на хибридно превозно средство с горивни клетки, който се състои от стек горивни клетки (ГК), батерия, суперкондензатор (СК), инвертор и два асинхронни двигателя. Тази архитектура също може да се използва за разработване на нови стратегии за управление на мощността. От друга страна оптималното управление на енергийни потоци в структурата се извършва на базата на модели, с цел ускоряване на процеса на проектиране и внедряване в практиката. Този подход е известен под наименованието „моделно базирано проектиране".



Фиг.1. *Блокова схема на хибриден ЕТС с горивна клетка*

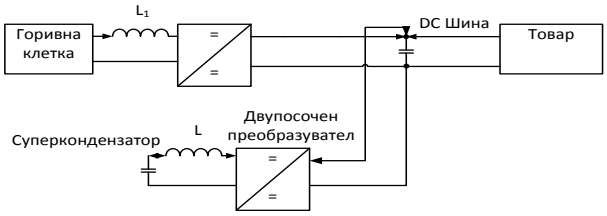
Представена е хибридна система съставена от ГК и СК [3]. Класифицирани са в следните категории : последователна, паралелна и каскадна структури [10]. На Фигура 2 е представена блокова схема на хибридна захранваща система състояща се от DC шина захранвана от ГК с еднопосочен DC-DC преобразувател управляващ зададеното и напрежение. СК е свързан към DC шината чрез двупосочен преобразувател. Основното предназначение на ГК е да захранва товара, СК се използва като елемент за съхранение на енергия и също така като захранващ източник при ускорение на ЕТС. За управление на енергийните потоци между DC шината и елемента за съхранение на енергия са разгледани три работни режима:

- Заряден режим - ГК захранва елемента за съхранение на енергия;
- Разряден режим - ГК и СК захранват товара;
- Режим на регенеративно спиране - отдадената енергия от товара се съхранява в СК.



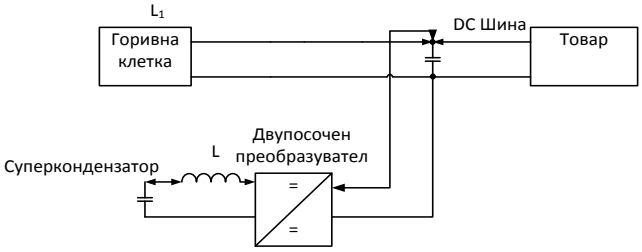
Фиг. 2. *Хибридна захранваща система*

Паралелната структура на Фигура 2 съдържа ГК, СК, два DC-DC преобразувателя свързани към DC шината и система за управление самостоятелна за всеки от тях. Предложената структура е сравнително лесна за реализация поради управлението си, което се наблюдава в реално време за всеки захранващ източник. Основните предимства на представената архитектура са по-малкия брой схемни елементи, опростения метод за управление на енергийните потоци, по-добра гъвкавост и устойчивост [13].



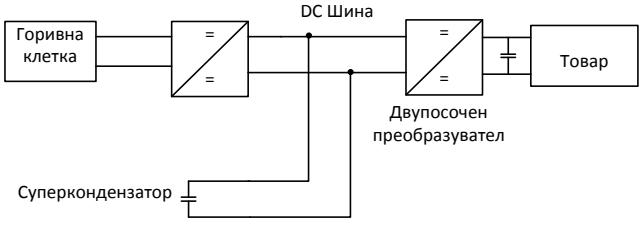
Фиг. 3. *Паралелна структура на хибридна система*

На Фигура 4 е представена директно свързана паралелна структура. Основната идея на тази структура е захранващия източник да е директно свързан към товара. Това дава възможност за намаляване на броя на силови електронни преобразуватели. Нейното проектирането е подобно на паралелната структура от **Error! Reference source not found.**. Разгледан е DC-DC двупосочен преобразувател поради избраните стойности на номиналното напрежение на СК спрямо напрежението на ГК.



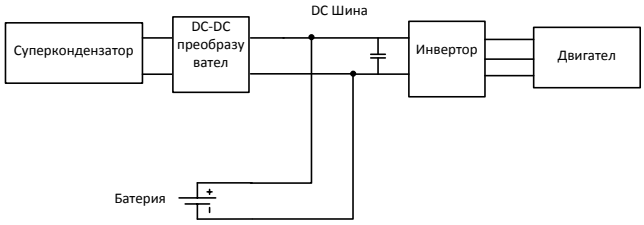
Фиг. 4. *Директно свързана паралелна структура*

Основните разлики в посочените структури е в броя на използваните преобразуватели на енергия и техната сложност (едно или двупосочни).



Фиг. 5. *Каскадна структура на захранване*

На практика използването на по-голям брой преобразуватели до голяма степен е оправдано, ако чрез тях се постиха по-добро използване на елементите за съхранение на енергия, включително и чрез по-добра рекуперация при спиране, тъй като съвременните електронни преобразуватели са с много добра ефективност (по висока от 98%).



Фиг. 6. *Блокова схема на структура захранвана ок СК и ГК*

Батериите се използват като основна единица за съхранение на енергия в повечето електрически превозни средства за подобряване на икономията на гориво. За големи превозни средства със серийна топология, може да функционира като енергиен буфер за разпределяне на енергийните потоци. Въпреки голямата си енергийна плътност, тяхната специфична мощност е намалена и се предизвикват по-големи загуби по време на увеличаване на обмена на мощност, особено при регенеративно спиране и ускорение при различни цикли на движение. За сравнение суперкондензаторите имат много по-голяма специфична мощност и по-висока ефективност при зареждане / разреждане, въпреки по-ниската им енергийна плътност. Като допълнителен елемент за съхранение на енергия, суперкондензаторите предоставят изравняване на товара, което значително намалява търсенето на пикова мощност на батерията и честота на зареждане-разреждане. Следователно техният жизнен цикъл се удължава и размерът и теглото на блока за съхранение на енергия са значително намалени.

Постояннотоковият преобразувателят поддържа константно напрежение към постояннотоковата връзка на инвертора, докато напрежението на суперкондензатора има широк диапазон на вариации, за да максимално използване на своя енергиен капацитет.

На практика при синтеза на управление на силови електронни системи, предназначени за управление на енергийни потоци в електрически транспортни средства намират приложение иновативни методи за управление, базирани на техники на изкуствения интелект. По този начин могат да се отработят както познати, така и прогнозирани смущения, които могат да бъдат определени на базата на събрани данни.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представени са няколко силови структури на ЕТС спомагащи за изследването на различни работни режими: ускорение, движение с постоянна скорост и регенеративно спиране. Разглеждането на всяка подсистема изграждаща структурата на ЕТС, би спомогнала спомага за съставянето на по-детайлно описан модел системата.

БЛАГОДАРНОСТИ

"Работата е подкрепена от Европейския фонд за регионално развитие в рамките на Оперативна програма "Наука и образование за интелигентен растеж 2014 - 2020" в рамките на проекта ЦВП "Национален център по мехатроника и чисти технологии" BG05M2OP001-1.001-0008".

REFERENCE

[1] Frank, A. A., “Plug-in Hybrid Vehicles for a Sustainable Future”, American Scientist, 95, 158-165, 2007, DOI: 10.1511/2007.64.158.

[2] Parrilla, A. F., „Development of energy-optimal control strategies for a fully electric vehicle“, Department of Automatic Control Chalmers, University of Technology, Göteborg, Sweden

[3] Koca, A., Oztop, H .F., Varol, Y., Koca, G.O., “Estimation of solar radiation using artificial neural networks with different input parameters for Mediterranean region of Anatolia in Turkey," Expert Systems with Applications.vol.38, no.7, pp.8756-8762, July 2011, DOI: 10.1016/j.eswa.2011.01.085.

[4] Rahimi, A. M. and Emadi, A., "An Analytical Investigation of DC/DC Power Electronic Converters With Constant Power Loads in Vehicular Power Systems," VehicularTechnology, IEEE Transactions on, vol. 58, pp. 2689-2702, 2009, DOI: 10.1109/TVT.2008.2010516.

[5] Marma, A., Eidukas, D., Valinevičius, A., Žilys, M., “Intelligent Transportation Systems”, Elektronika ir Elektrotechnika, Vol 56, No 7 (2004), http://eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/10866, DOI: 10.1109/MPRV.2006.77.

[6] Nadeau, A., Hassanalieragh, M., Sharma, G., and Soyata, T., "Energy awareness for supercapacitors using Kalman filter state-of-charge tracking," Journal of Power Sources, vol. 296, pp. 383–391, 2015, DOI: 10.1016/j.jpowsour.2015.07.050.
[7] Rubaai, A., Chouikha, M., Ofoli, A. and Kaddah, S., "Design of intelligent controllers for dc-dc converters in undergraduate engineering laboratory", Proceedings of the 2004 American Society for Engineering Education Annual Conference & Exposition, pp. 9.384.2-9.384.12.
[8] Rufer, A., Hotellier, D., & Barrade, P., „A Supercapacitor-Based Energy-Storage Substation for Voltage - Compensation in Weak Transportation Networks", IEEE Trans. Power Delivery, vol. 19, no. 2, April 2004, pp. 629-636.
[9] Meyr, N. 2003. Design and development of the 2002 UC Davis Futuretruck. SAE Technical Paper 2003-01-1263. New York: Society of Automotive Engineers.
[10] Safariand, A., Ardi H., "Sliding Mode Control of a Bidirectional Buck/Boost DC-DC Converter with Constant Switching Frequency", Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering 01(2018), pp. 69-84, DOI: 10.22068/IJEEE.14.1.69.
[11] Schneuwly, A., „Charge ahead ultracapacitor technology and applications", IEE Power Engineer, Volume: 19, Issue: 1, pp. 34 – 37, 2005, DOI: 10.1049/pe:20050107.
[12] Jacobson, B. et al.,"Vehicle Dynamics Group, Division of Vehicle and Autonomous Systems", Department of Applied Mechanics, Chalmers University of Technology, 2015.
[13] Chan, C. C., Bouscayrol, A., and Chen, K., "Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling" Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol. 59, pp. 589-598, 2010, DOI: 10.1109/TVT.2009.2033605.
[14] Mademlis, C. and Margaris, N., "Loss minimization in vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 49, pp. 1344-1347, 2002, DOI: 10.1109/TIE.2002.804990.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТЕРМИЧНОТО ПОВЕДЕНИЕ НА ИМПУЛСНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ ЗА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ ИЗПОЛЗВАНИ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ АВТОМОБИЛИ В СИМУЛИНК

THERMAL MODELS OF DC DC CONVERTERS FOR ULTRALIGHT ELECTRIC VEHICLES APPLICATION IN SIMULINK

Evgeni Malev
Technical University of Varna,Bulgaria
evgeni.malev@abv.bg

Abstract
The purpose of this report is to analyze and create a thermal simulation model of a DC/DC converters. The article develops several models of bidirectional converters. Creating a mathematical model in Simulink will help us better analyze the thermal behavior of converters the influence of the various components and heatsink.

Keywords: thermal model, dc dc converters, MATLAB

ВЪВЕДЕНИЕ

Преобразувателите на постоянно напрежение, при работа в определен режим имат загуби от проводимост, превключване и загуби от отделяне на топлина. Тези загуби водят до намаляване на ефективността на електронното устройство. Неконтролируемото повишаване на температурата, може сериозно на повреди или да доведе до деформация или деструкция на електронния компонент. Входната мощност на един импулсен преобразувател за постоянно напрежение, не е винаги равна на изходната, поради разсейване на част от мощността под форма на топлина . Ограничаването на температура чрез охладители и материали с по-висока термална яркост е основен метод за намаляване на термалните загуби в един преобразувател.

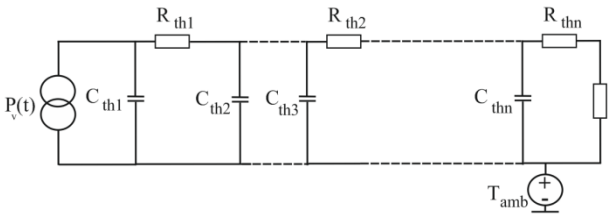
$$diss = \frac{P_{used}}{Efficiency - P_{used}} \quad (1)$$

Термичен модел на един електронен преобразувател се създава с цел, да бъдат анализирани поведението на температурата и топлинните потоци в даден обект или схема. Отделяната топлина в един импулсен преобразувател, зависи от източника на напрежение, товара, охладителната система и броят слоеве на платката [1]. За създаване на термичен модел на един преобразувател е нужно да се използват три основни механизма, описващи термалните процеси: 1) термична радиация – електромагнитно излъчване, генерирано от топлинното движение на частици в материята. 2) Топлопроводимост – свойство на материята да пренася топлина (в силовата електроника, най-често полупроводников, метал, диелектрик или друг материал). 3) Конвекция – пренос на топлината от една точка в друга в среда – флуид или въздух [2]. Топлопроводимостта може да се изрази,чрез уравнението:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \frac{c\,\rho}{\lambda_{th}} \frac{\partial T}{\partial t} \quad (2)$$

където λ – термална проводимост [W/m °C],c – специфична топлина [J/kg °C] , ρ – плътност на материала [kg/m^3]

Еквивалентната схема на термичен модел, може за се създаде чрез R - C клонове, източници на топлопроводимост и температура. От Фигура 2 виждаме съпоставка между основните компоненти на модел на електрическа схема и термичен модел, изведени от Закона на Ом [3] .



Фиг. 1. *Блокова схема еквивалентна схема на термалния процес*

Еквивалентната схема на дава представа какви процеси на топлообмен се осъществяват в изследвания обект. Топлообменът е специфичен при в зависимост от материалите, от които са изградени компонентите, техните размери и местоположение, конструкция и вид на охладителната система.

Електрически модел		Термичен модел	
Ел.ток	I[A]	Терм.мощност	P_D[W]
Напрежени - е	U[V]	Температура	T_x[°C]
Съпротив-ление	R[Ω]	Термично съпротивление	$R_{\theta xy}$ [°C/W]
Капацитет	C[F]	Термичен капацитет	C_θ [J/°C]

Фиг. 2. *Съпоставка на величините електрически и термичен модел на електронна схема*

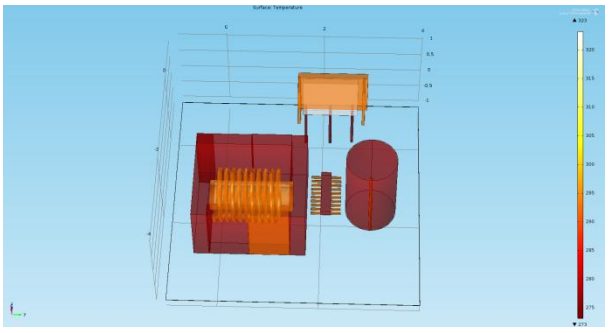
Фигура 2 ни представя основни термични характеристики на материали използвани в електрониката и техните основни параметри: c_p - Топлинен капацитет, Термично разширение α_l, Закон на Видеман Франц - L, коефициент на топлообменност – k [4].

	c_p	α_l	L
Алуминий	900	23.6	2.20
Мед	386	17	2.25
PTFE	1050	150	
Полиетилен	1850	150	
Желязо	448	11.8	2.71
Силиций	556	2.6	
Германий	328	1.2	

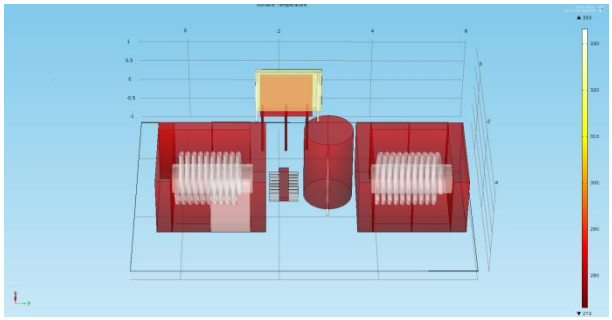
Фиг. 3. *Таблица изразяваща основните термични характеристики,на материали използвани в електрониката*

МЕТОДИ ЗА АНАЛИЗ НА ТЕРМИЧЕН МОДЕЛ

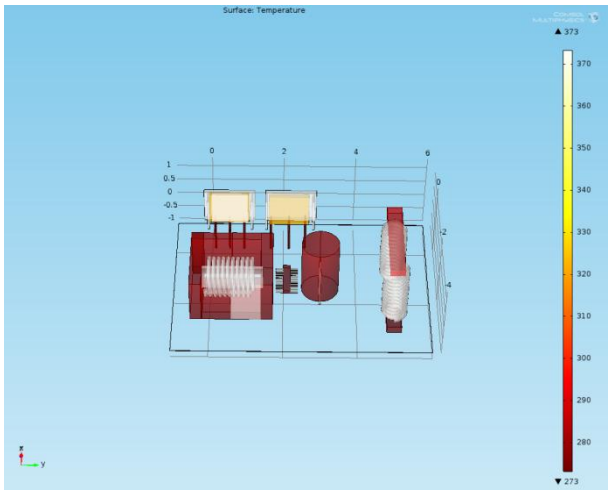
В софтуер за моделиране Комсол са направени три модела на импулсни преобразуватели за постоянно напрежение и техните основни компоненти,които отделят най-много топлина.Основни параметри на материалите,използвани в моделите: полупроводников елемент – германий с топлинен капацитет – C_p – 310 [J/(kg*K)] и термална проводимост – k 60[W/(m*K)] (използван за полупроводниковите диоди); алуминий термична проводимост – k 164 [W/(m*K)] (използван за като основен материал за охладител); полиетилен термична проводимост – k 0,20 [W/(m*K)] (използван за корпус на кондензатор от изходен филтър) ; феритен материал с топлинен капацитет – Cp – 800 [J/(kg*K)] и термична проводимост – k 2 [W/(m*K)] (използван за полупроводниковите диоди);



Фиг. 4. *Термичен модел на прав-повишаващ импулсен преобразувател за постоянно напрежение в COMSOL*



Фиг. 5. *Термичен модел на СЕПИК преобразувател за постоянно напрежение в COMSOL*



Фиг. 6. *Термичен модел на полумостов трансформаторен преобразувател за постоянно напрежение в COMSOL*

За да бъдат изчислени термичните загуби в един импулсен преобразувател за постоянно напрежение е нужно да се изчислят термечните загуби във всеки един активен компонент [5] .

Основно уравнение на термичния модел :

$$R_{th} = \frac{DT}{P_{diss}} \quad (3)$$

където R_{th} – термично съпротивление , DT – нарастване на температурата , $_{diss}$ – разсейваната мощност

Повишаване на температурата във високочестотен трансформатор :

$$\Delta T = \left(\frac{P\Sigma}{A_t}\right)^{0.833} \quad (4)$$

и топлообменът се изразява чрез :

$$_{conv} = \beta A(T_{obj} - T_{amb}) \quad (5)$$

където β е коефициент на топлообмен, A – размери на повърхнината на магнитопровода, T_{amb} –температура при нормални работни условия и T_{obj} – температура в настоящ момент на обекта.

Загубите от мощност в силов ключ :

$$_{Q} = P_{ON-H} + _{ON-L} + _{SW} + _{G} + _{D} + P_{IC} \quad (6)$$

където P_{ON-H} и P_{ON-L} – загуби от проводимост, P_{SW} – загуби от комутация, P_D - загуби от мъртво време по време на превключване, P_G – загуби от зареждане на управляващия електрод на ключа. Загуби в индуктор (Уравнение на Щайнметц):

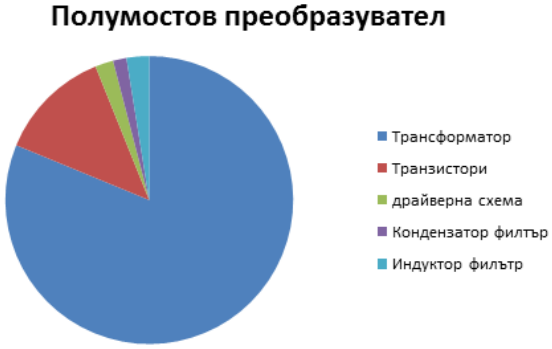
$$_{V} = C_v f^x B^y \quad (7)$$

C_v – коефициент на загуба във феритния материал, f – загуби породени от влиянието на честота и сатурация, B – магнитно поле. Загубите от разсейвана мощност при различните преобразуватели зависи фактори свързани с броя на компонентите, техния материал,разположение и начин на охлаждане [6].

Предварително са изчислени загубите от разсейвана мощност в елементите на всеки един преобразувател. Освен това,на база на техните физически стойности,са направени математическите модели в Комсол и Симулинк [7]. Направено е процентно съотношение на загубите във всеки един преобразувател:

Фиг. 7. *Процентно отношение на загубите в отделните спрямо общите загуби от разсейвана мощност на прав-повишаващ преобразувател*

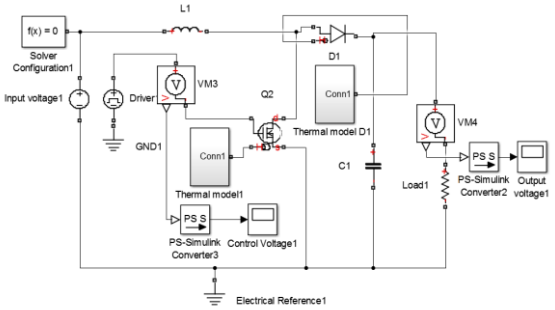
Фиг. 8. *Процентно отношение на загубите в отделните спрямо общите загуби от разсейвана мощност на Сепик преобразувател*



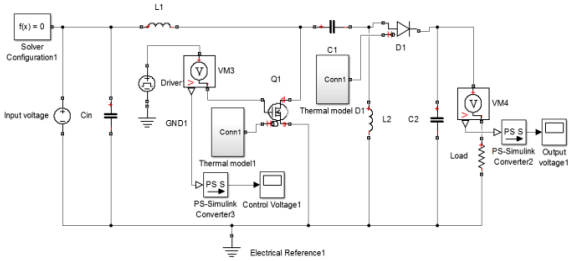
Фиг. 9. *Процентно отношение на загубите в отделните спрямо общите загуби от разсейвана мощност на Полумостов преобразувател*

ТЕРМИЧЕН МОДЕЛ В СИМУЛИНК НА ПРАВ-ПОВИШАВАЩ, СЕПИК И ПОЛУМОСТОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ

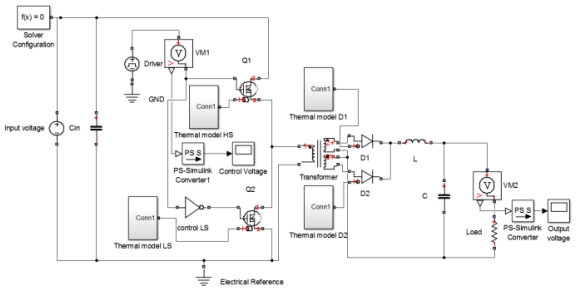
В софтуерната среда на Матлаб – Симулинк, чрез компоненти от библиотеката Simscape е създаден математически модел на основните компоненти на изследваните преобразуватели и връзките между тях. Целта на тези модели, е да бъде анализирано графично промяната на температурата и топлинния поток на силовите полупроводникови елементи (по конкретно промяната в областта на PN прехода, охлаждащата система и корпуса).



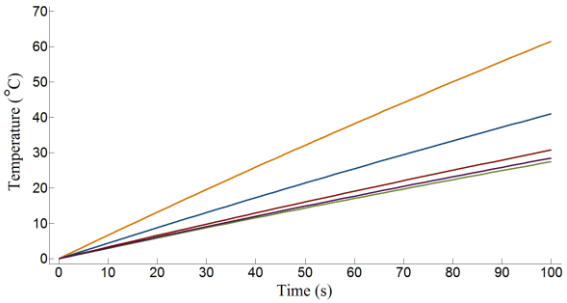
Фиг. 10. *Модел в Симулинк на схема на прав-повишаващ ИППН*



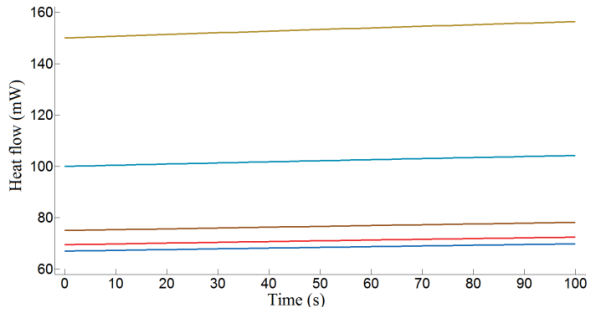
Фиг. 11. *Модел в Симулинк на схема на прав-повишаващ ИППН*



Фиг. 12. *Модел в Симулинк на схема на полумостов ИППН*



Фиг. 13. *Промяна на температурата в основните полупроводникови елементи на трите преобразувателя жълт (ключове полумостов ИППН), син (ключове прав-повишаващ, Сепик ИППН), червен(диоди полумостов), лилав(диод Сепик), зелен(диод прав-повишаващ)*



Фиг. 14. *Промяна на топлинния поток в основните полупроводникови елементи на трите преобразувателя жълт (ключове полумостов ИППН), светло син(ключове прав-повишаващ, Сепик ИППН), оранжев(диоди полумостов), червен(диод Сепик), тъмносин (диод прав-повишаващ)*

БЛАГОДАРНОСТИ

Желая да изкажа своята благодарност за реализирането ми на практическа подготовка по програма Еразъм плюс в Гентски университет. Благодарности на проф. Алекс Ван ден Боске за множеството практически съвети и съвети в областта на науката.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представения доклад е изследвано термалното поведение на три импулсни преобразувателя за постоянно напрежение. Създадени са математически модели на преобразувателите в Комсол и Матлаб. От триизмерните модели, можем да заключим, че най-трудно разсейване на температурата имаме в силовите ключове. Трите топологии са различни по структура с различен брой компоненти. При високи честоти сатурацията, развиваща се в първичните и вторичните намотки на трансформатора, значително повишава температурата му и увеличава загубите от разсейвана мощност. Спрямо изчислените и симулационните резултати, е направена съпоставка от процентните загуби във всеки един преобразувател. Наличието на високочестотен трансформатор в един преобразувател, води до значително увеличаване на загуби на мощност, ако не бъдат взети мерки разсейване на температурата. Графиките от Фиг. 13 и Фиг. 14 виждаме, че най-рязко покачване на температурата в начален момент на работа на преобразувателя имаме от силовите ключове. От математическия модел, можем да получим графично изменение на топлинния поток при високи честоти през полупроводниковия материал и охладителния елемент.

REFERENCE

[1] März M., Nance P. “Thermal Modeling of Power-electronic Systems”// Infineon Technologies AG, Munich

[2] www.digikey.com/pdf/dcdc-converter-thermal- management.pdf

[3] Vellvehi M., Jorda` X.,Godignon P., Ferrer C.,´Milla´ J. “In Coupled electro-thermal simulation of a DC/DC converter” // Microelectronics Reliability vol.47, 2007, p. 2114–2121

[4]https://www.powerelectronicsnews.com/general-thermal-analysis-of-integrated-circuits-for-power-applications/

[5] Waluyo W., Saodah S., Rohana “Investigation of Transformer Losses and Temperature Rise ” // Electrotehnică, Electronică, Automatică (EEA), 66, April.2018, nr. 2

[6]https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/1/1832.html

[7] Baier J.“Accurate Estimation of Losses of Power Inductor in Power Electronics Applications ” // Würth Elektronik eiSos, Waldenburg, Germany ,APEC 2016, Long Beach, CA

ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТЕН ПОДХОД ПРИ АНАЛИЗ НА НАДЕЖДНОСТТА НА MOSFET ТРАНЗИСТОРИ

Продан Иванов Проданов
Технически Университет - Габрово

LOGICAL-PROBABILITY APPROACH IN ANALYSIS OF THE RELIABILITY OF MOSFET TRANSISTORS

Prodan Ivanov Prodanov
Technical University of Gabrovo

Abstract

To determining the reliability of power MOSFET transistors could be used different methodologies and they provide a constant value for failure rates and probability for failure-free operation function. The disadvantage of this approach is that a part of elements are used in various operating modes and environmental conditions. When elements are used in wide range of operating modes and environmental conditions, the reliability parameters have also wide range of changes. In this paper has been presented a logical-probability approach in analysis of the reliability of MOSFET transistors. As a results are defined the most important parameters, that impact into reliability of the MOSFET transistors.

Keywords: Failure rates, Fault Tree Method, Markov analysis, MOSFET transistors, Reliability prediction.

ВЪВЕДЕНИЕ

Прогнозирането на надеждността на MOSFET транзисторите е задача, която изисква множество данни и детайлно познаване на техните работни режими и модели водещи до отказ. В зависимост от методиката, която се използва, могат да се прилагат мултипликативни или смесени модели за прогнозиране на интензивността на отказите, като се изчислява една константна стойност за зададен работен режим [1, 2 и 3]. При почти всички методики, този подход е идентичен, с изключение на методика FIDES, където могат да се залагат циклична промяна на дадени параметри – температура на околната среда, работно напрежение, механични въздействия и др. Всички тези параметри могат да предизвикат отказ в MOSFET транзисторите, като е трудно с наличните методики, да бъде определено кой от факторите, участващ като корекционен коефициент в модела за прогнозиране на интензивността на отказите влияе в по-голяма степен и може да води до отказ при определени условия.

Като цел на доклада се поставя: представяне на логико-вероятностен подход за определяне на възможните откази на MOSFET транзистори.

ИЗЛОЖЕНИЕ

В теорията по надеждност, средната интензивност на отказите на всеки един MOSFET транзистор зависи от приложените натоварвания към които той е чувствителен. Всяко едно от тези условия е различно при различните типове експлоатация и имат различно времетраене по време на жизнения цикъл на елемента. В резултат се получава широк диапазон на изменение на надеждностните показатели като функция от определена комбинация от въздействия на околна среда. Ако тази комбинация се променя според различните типове схеми, електронни апаратури, конструкция и начин на експлоатация, реакциите на всеки един транзистор са различни по отношение на тези въздействия, което води до промяна

в неговата надеждност, водещо до зависимост на надеждностните показатели не само от степента на въздействие, но и от комбинацията между тях.

Често в практиката, надеждността на даден елемент или система се представя с неговите средно време между отказите (MTBF) или средно време до отказ (MTTF). Трябва да бъде отчетено, че MTTF или MTBF не може да представляват времето до отказ или между отказ, тъй като тези величини са мярка за време, когато 63,2% от елементите ще са отказали, което може да се счита за прекалено дълъг период за планирана поддръжка. Ако даден елемент може да се използва в различни съвкупности от околни среди и/или работи при различни работни режими, то трябва да се приложи подход, чрез който да бъдат определени неговите възможни вероятностни състояния водещи до отказ и логико-вероятностните връзки с работните режими и защити, както и механизмите водещи до отказ. За получаването на такива логико-вероятностни връзки са необходими прилагането на четири подхода: определяне или избор на подходяща методика за изчисление на интензивността на отказите; извеждане на модели отчитащи експлоатационните условия; прилагане на метода „Анализ на Марков“ за определяне на възможните вероятностни състояния и чрез метода „Дърво на отказите“ се прави определяне на логическата връзка между отделните откази и механизми които ги създават.

I. Интензивност на отказите на MOSFET транзистори

Интензивността на отказите на електронни елементи λ_E по методика MIL-HDBK-217F [3] се пресмята по следната формула:

$$\lambda_E = \lambda_b . \prod_{i=1}^{n} \pi_i , F.I.T. \quad (1)$$

където: λ_b – базова интензивност на отказите на дадения елемент, дфинирана при нормална експлоатация, πi – корекционен пи-фактор според електрическите и топлинни режими, качество на елемента, режим на работа и условия на експлоатация.

Следователно, с отчитане на факторите влияещи върху интензивността на отказите MOSFET транзистори, формула (1) се преобразува в следния вид:

$$\lambda_{VT} = \lambda_{b_VT} . \ell^{\frac{-E_a}{k}\left[\frac{1}{[T_A+(R_{thJ-C}+R_{thC-S}+R_{thS-A}).P_{DISS}]+273}-\frac{1}{298}\right]} . \pi_A . \pi_Q . \pi_E \quad (2)$$

където: λ_{b_VT} – основна(базова) интензивност на отказите(избира се от фирмени каталози за MOSFET, T_A – температура на охлаждащата среда; R_{thi-j} – топлинни съпротивления на преходите кристал – околна среда; P_{DISS} – загуби в транзисторите; π_A – пи–фактор според режима на работа на транзистора; π_Q – пи–фактор според качеството на производство на изследваните транзистори, π_E – корекционен коефициент по експлоатационни условия.

II. Теория за влиянието на ускоряващите фактори върху надеждността на елементите

Зависимостта на интензивността отказите на дадена група елементи от различните фактори може да бъде представена като функция на факторите от електрическите и топлинните режими и параметрите на охлаждащата среда[4]:

$$\begin{aligned} &\lambda_{ee}(V.\Delta T, T, RH, S, W_{vibr}, W_{MS}) = \\ &= \lambda_U + \lambda_V(V) + \lambda_{TC}(TC) + \lambda_{TEMP}(T) + \\ &+ \lambda_{HUM}(RH) + \lambda_{VIBR}(W_{vibr}) + \lambda_{MS}(W_{MS}) \end{aligned} \quad (3)$$

В уравнение (3), интензивността на отказите на електронния елемент може да се представи като комбинацията на n външни въздействия, при която основната интензивност на отказите λ_U се умножава по съставните условия на околна среда A_i:

$$\lambda_p(Stress_C) = \lambda_U . \prod_{i=1}^{n} A_i \quad (4)$$

Вероятността за безотказна работа $R_p(Stress_C)$ на тази част елементи за продължителността на работен профил на експлоатация t_K ще бъде:

$$R_p(Stress, t_K) = \ell^{-\left(\lambda_U . \prod_{i=1}^{n} A_i\right) . t_K} \quad (5)$$

За система, съдържаща m цикли или въздействия, за вероятността за безотказна работа $R_{ITEM}(Stress_C, t_K)$ за продължителност от време t_K, и приложени n вида външни въздействия е:

$$R_{ПЕМ}(Stress, t_K) = \prod_{j=1}^{m}\left[\prod_{i=1}^{n} R_p(Stress_i.t_K)\right] \qquad (6)$$

III. Прилагане на метода „Дърво на отказите“ при съставяне на вероятностен модел на MOSFET транзистори

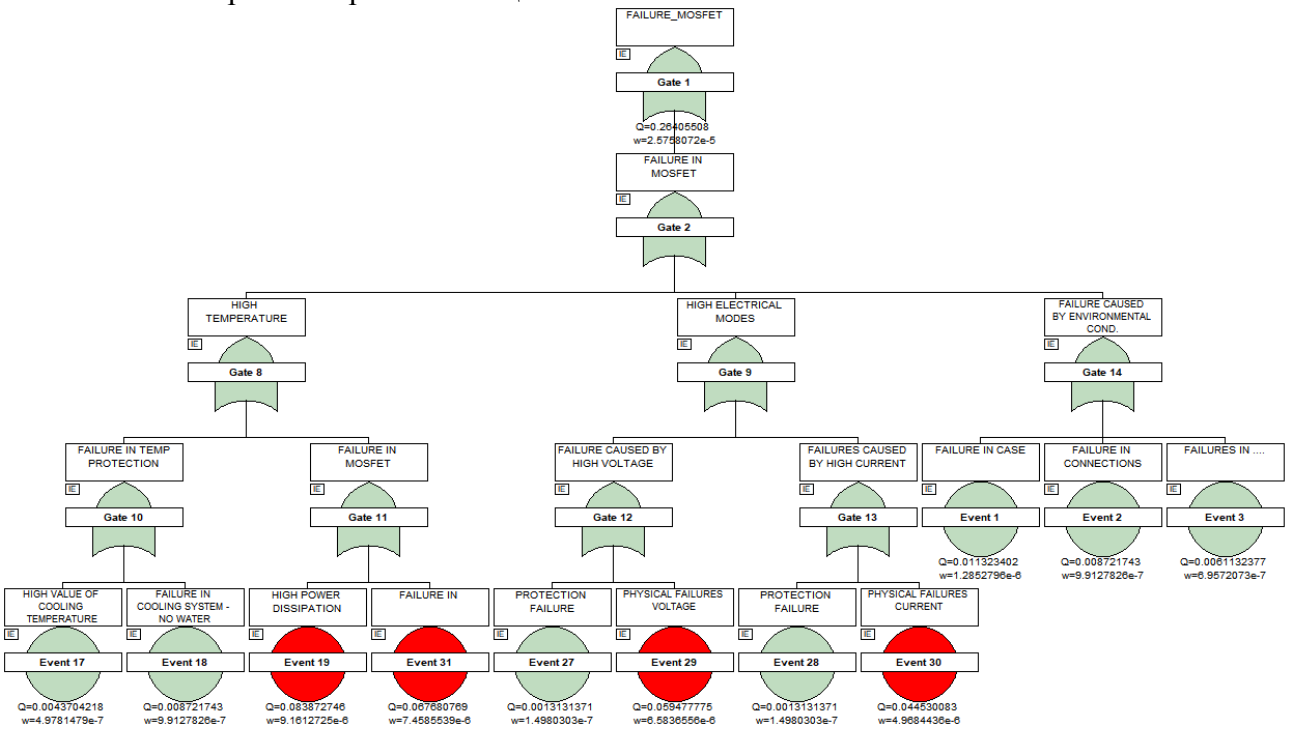
Това е метод, използван в случаите, когато се търси нежелано събитие (отказ) и елементите, които го създават. Приложим е за електронна апаратура в експлоатационен период, при която отсъстват ранни откази и стареене. Финалното събитие се дефинира като отказ на изследваната система[5, 6, 7].

Базовите събития за съставения модел, приложим за възможните откази на даден MOSFET, както и причините които ги създават – отказ в охладителна система, прегряване на транзистора, отказ причинен от прилагането на високо напрежение, отказ, причинен от тока, протичащ през транзистора, отказ в защитните схеми, както и отказ предизвикан от експлоатационните условия. С този модел се цели установяването на важните откази в MOSFET транзистора – фиг. 1.

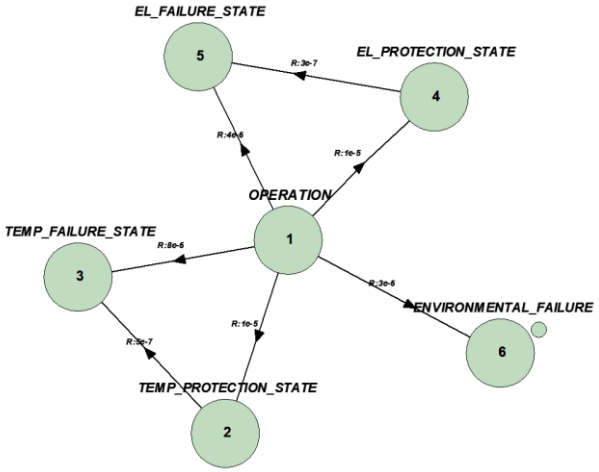
IV. Прилагане на метода „Анализ на Марков“ при съставяне на вероятностен модел на MOSFET транзистори

Метода „Анализ на марков“ се използва за създаване на модел [8, 9, 10], представящ в какво състояние ще се намира в даден момент MOSFET транзистора. Най-общо този модел може да бъда представен с логически разсъждения, направени на база формулата за интензивността на отказите (2). Факторите, които влияят върху надеждността са електрическите режими, като трябва да бъдат обхванати от съответните защити, температурните режим, също обхванати от защитни схеми и експлоатационните условия. За формула (2) и направените разсъждения може да се предложи и приложи модела представен на фиг. 2. Предвиждат се две защити, които да предпазват транзистора от аварийни режими по ток, напрежение и температура, както и експлоатационни влияния водещи до пряк отказ на транзистора. За този модел е в сила следната система диференциални уравнения:

$$\begin{cases} \dfrac{dP_1(t)}{dt} = -(\lambda_{12}+\lambda_{13}+\lambda_{14}+\lambda_{15}+\lambda_{16}).P_1(t) \\ \dfrac{dP_2(t)}{dt} = \lambda_{21}.P_1(t) - \lambda_{23}.P_2(t) \\ \dfrac{dP_3(t)}{dt} = \lambda_{13}.P_1(t) + \lambda_{23}.P_3(t) \\ \dfrac{dP_4(t)}{dt} = \lambda_{14}.P_1(t) - \lambda_{45}.P_4(t) \\ \dfrac{dP_5(t)}{dt} = \lambda_{15}.P_1(t) + \lambda_{45}.P_5(t) \\ \dfrac{dP_6(t)}{dt} = \lambda_{16}.P_6(t) \end{cases} \qquad (7)$$



Фиг. 1. *Логико-вероятностен модел по метода „Дърво на отказите“ за възможните откази на даден MOSFET транзистор*



Фиг. 2. *Вероятностен модел за MOSFET транзистори, отчитащ влиянията на факторите водещи до отказ*

Така синтезираните модели са симулирани в програмен продукт ItemToolKit. Резултатите за на база параметрите на конкретен MOSFET транзистор, тип IXFN34N80, работещ в преобразувател за индукционно нагряване, имащ две защити по температура и защити по ток и напрежение.

На фиг. 3 и фиг. 4 са представени резултатите от симулационните изследвания за период от t = 8760 часа (една календарна година). Надеждността на транзистора е $P_{VT}(t=8760)$ = 0,77594 и важните събития които, ще водят до отказ са: повишаване на температура на кристала, както и повишаване на напрежението и тока на транзистора – фиг. 4. Представените събития са част от модела за възможните откази на MOSFET транзистора – фиг. 2. Взети са под внимание, само минималните сечения с важност над 10% от всички възможни 11 минимални сечения, водещи до отказ в MOSFET транзистора.

	Parameter	Value
1	Unavailability Q	0.26405508
2	Failure Frequency W	2.5758072e-5
3	Mean Unavailability Qm	0.13870377
4	CFI	3.5e-5
5	Expected Failures	0.26407342
6	Unreliability	0.26405508
7	Total Down Time (TDT)	1215.0451
8	Total Up Time (TUT)	7544.9549
9	MTBF	33172.592
10	MTTF	28571.429
11	MTTR	4601.1637
12	Availability	0.73594492
13	Reliability	0.73594492
14	No of Cut Sets	11

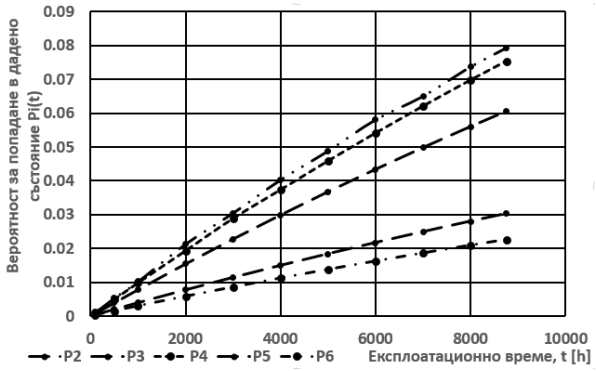
Фиг. 3*. Показатели по надеждност за MOSFET транзистор тип IXFN34N80*

	Fault Tree Importance View			
	Event	F-Vesely	BirnBaum	B-Proschan
1	Event 19	0.28198378	1	0.27817992
2	Event 31	0.22754565	1	0.22647727
3	Event 29	0.19996684	1	0.19991118
4	Event 30	0.14971205	1	0.15086564

Фиг. 4*. Събития, имащи голяма вероятност за получаване*

На фиг. 5 до фиг. 9 са представени резултатите от симулационния модел, съставен по метода, Анализ на Марков“ и представен на фиг. 2.

На фиг. 5 са представени вероятностните характеристики на всички пет дефинирани състояния, различни от работоспособност (1). Състояние (2) показва вероятността за попадане в състояние на защита по висока температура, състояние (3) показва вероятността за попадане в състояние на отказ поради топлинен пробив в транзистора. Състояние (4) е свързано със задействане на защита по електрически режим (ток или напрежение) докато състояние (5) показва състояние на отказ на транзистора поради превишаване на параметрите на електрическия режим. Състояние (6) дефинира състояние на отказ, предизвикан от условията на експлоатация.

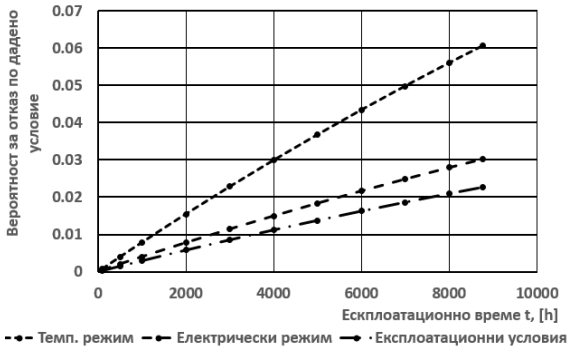


Фиг. 5*. Вероятност за попадане в дадено състояние на MOSFET транзистор тип IXFN34N80*

От графиката се вижда, че вероятностни събития (2) и (4) са с най-голяма вероятност, а с най-малка вероятност е събитие (6). Това показва две основни насоки – нуждата от ефективни защити по електрически и топлинен режим на транзистора и по-слабото влияние на експлоатационните условия върху надежд-

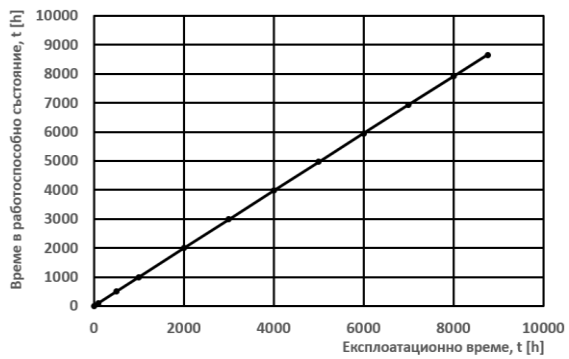
ността на MOSFET транзистора, спрямо електрическите и топлинните режими.

На фиг. 6 са показани резултатите само за вероятността за отказ по дадено условие – топлинен пробив, електрически пробив или претоварване по ток, както и отказ поради влошени експлоатационни условия. Вижда се, че в най-голяма вероятност е настъпването на топлинен пробив, т. е. топлинните режими и загубите влияят в най-голяма степен върху надеждността на MOSFET транзисторите. С приблизително еднаква вероятност са откази-те свързани с електрическите режими и експлоатационните условия.



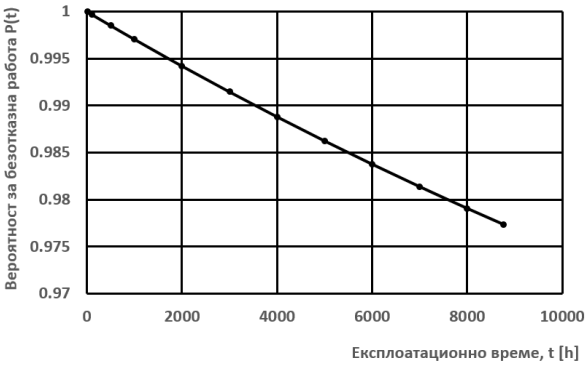
***Фиг. 6**. Вероятност за отказ по дадено условие на MOSFET транзистор тип ISFN34N80*

На фиг. 7 е показана зависимостта на времето в работоспособно състояние на транзистора за време на експлоатация. Това време няма пряк физически смисъл, тъй като транзистора представлява невъзстановим елемент и при негов отказ няма как да се извърши възстановяване и възвръщане на работоспособността. С тази крива се установява, че за времето за което са направен симулационните изследвания, MOSFET транзистора се очаква да бъде работоспособен, предвид наличието на защитните схеми.



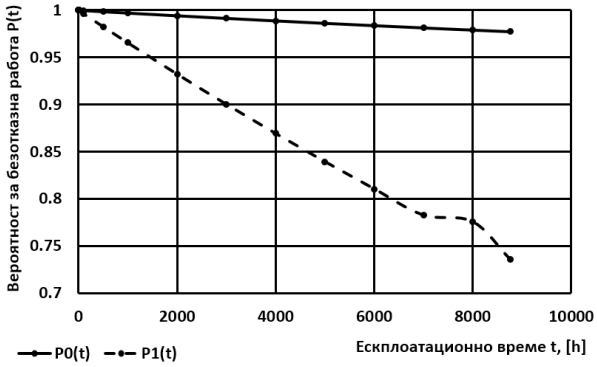
***Фиг. 7**. Време в работоспособно състояние на MOSFET транзистор тип ISFN34N80*

На фиг. 8 е показана вероятността за безотказна работа на транзистора при така съставения вероятностен модел. Вижда се, че вероятността за безотказна работа намалява до ниво $P_{VT}(t) = 0{,}9775$, което е повишаване с приблизително 33% спрямо надеждността му при съставения логико-вероятностен модел по метода „Дърво на отказите“. Това отново показва ефективността и нуждата от влагането на защитни схеми по важните параметри водещи до отказ на транзистора.



***Фиг. 8**. Вероятност за безотказна работа на MOSFET транзистор тип IXFN34N80*

На фиг. 9 са сравнени резултатите за вероятността за безотказна работа на транзистора със и без защитни схеми С вероятност $P_0(t)$ е обозначена вероятността за безотказна работа на транзистора с въведени защитни схеми и получена стойност по представения вероятностен модел на фиг. 2. С $P_1(t)$ е обозначен вероятността за безотказна работа на транзистора без наличието на защитни схеми и получена по логико-вероятностния модел по метода „Дърво на отказите“, дефиниран на фиг. 1.



***Фиг. 9**. Вероятност за безотказна работа на MOSFET транзистор тип IXFN34N80 при наличие и отсъствие на защитни схеми*

Отчетливо се вижда разликата в надеждността, като в края на симулирания период от една календарна година се наблюдава разлика от приблизително 33%.

Направените симулационни изследвания и получени резултати показват следното: по дадена методика за изчисление на интензивността на отказите и познаване на механизмите водещи до отказ за даден полупроводников елемент е създаден логико-вероятностен модел по метода «Дърво на отказите», чрез който да бъдат определени важността на отделните видове откази и логическата връзка между тях и причините които ги създават. Чрез предложен и приложен вероятностен модел съставен по метода «Анализ на Марков» са дефинирани възможните състояния: отказови по дадени условия – температурни режими, електрически режими и условия на експлоатация; както и защитни по дадена вложена защита в устройството. Получените резултати показват, че с най-голямо влияние върху отказите на даден MOSFET транзистор ще бъдат топлинните режими и загубите на мощност, след това електрическите режими и експлоатационните условия. С поставянето на защитни схеми по тези параметри се получава значително увеличаване на надеждността на транзистора, което показва нуждата от влагането на ефективни защитни схеми по топлинен и електрически режим.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящия доклад се прилага логико-вероятностен подход при анализ на надеждността на MOSFET транзистори. Съчетани са една методика за прогнозиране на надеждността на електронни елементи (MIL-HDBK-217F) и два метода за моделиране на надеждността на електронни елементи и системи („Дърво на отказите“ и „Анализ на Марков“). Съставен е логико-вероятностен модел на възможните откази на конкретен MOSFET транзистор, който модел е приложим и за други идентични силови полупроводникови елементи. С този модел могат да бъдат определени важността на видовете възможни откази, механизма на тяхното получаване, както ефективността на вложените защитни схеми които могат да ги предотвратяват.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторът изказва своята благодарност на всички рецензенти за техните съвети и предложения за подобряване на настоящия доклад. Авторът изразява благодарността си към Технически Университет - Габрово за финансирането на това изследване, по договор № 2005Е на тема „Електронни преобразуватели на енергия на базата на нови полупроводникови елементи“.

REFERENCE

[1] Pham H. “Handbook of reliability engineering”, Springer – Verlag, London, 2003, ISBN 1852334533.

[2] FIDES GUIDE 2004, Issue A, “Reliability methodology for electronic system”, Fides Group, France, 2004.

[3] MIL – HDBK – 217F, Notice 2. Reliability prediction of electronic components. US DoD, 2003

[4] Jones, D.R.H., “Failure analysis – case studies”, Pergamon, Amsterdam, 2001, ISBN: 0-08-043959-4.

[5] Georgiev A., N. Nikolov and T. Papanchev, "Maintenance process efficiency when conduct reliability-centered maintenance of complex electronic systems," 2016 19th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), Bourgas, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/SIELA.2016.7543002.

[6] Gao Y. J., M. Zhou, G.-Y. Li, R. Li, and L.-M. Xiao, “Available transfer capability calculation based on markov chain and enumeration method”, Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering), vol. 26, no. 19, 2006, pp. 41–46.

[7] Zheng Z., L. Cui, A. Hawkes, “A study on a single unit Markov repairable system with repair time omission”, IEEE Trans. On reliability vol.55, No.2, June 2006, pp. 182 – 188.

[8] Prodanov P., D. Dankov, “Study of Time for Preventive Maintenance of the Electronic Equipment”, Proceedings of XXI-th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA 2020, Bourgas, 3-6 May, 2020.

[9] Knopik L, Migawa K. Semi-Markov system model for minimal repair maintenance. Eksploatacja i Niezawodnosc – Maintenance and Reliability

2019; 21 (2): 256–260, http://dx.doi.org/10.17531/ein.2019.2.9.

[10] Paś J, Klimczak T. Selected issues of the reliability and operational assessment of a fire alarm system. Eksploatacja i Niezawodnosc – Maintenance and Reliability 2019; 21 (4): 553–561, http://dx.doi.org/10.17531/ein.2019.4.3.

ПРОЦЕСОРНА СИСТЕМА ЗА МОНИТОРИНГ НА КАЧЕСТВОТО НА ВЪЗДУХА В ЗАКРИТИ ПРОСТРАНСТВА

Ивайло Беловски[1], Анатолий Александров[2]
[1]*Университет „Проф. д-р Асен Златаров”*
[2]*Технически Университет - Габрово*

INDOOR AIR QUALITY MONITORING PROCESSOR SYSTEM

Ivaylo Belovski[1], Anatoliy Aleksandrov[2]
[1] *Prof. Assen Zlatarov University*
[2] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

To assess air quality, it is necessary to monitor some basic parameters, such as: temperature, relative humidity, atmospheric pressure, concentration of fine dust particles, etc. In this article, a technical solution of a sensor system for reporting these basic parameters is proposed. The main control unit is based on the ARDUINO platform. A combined temperature and humidity sensor, atmospheric pressure sensor and fine dust sensor are used. The measured values from the sensors are visualized on a display and are periodically sent and saved in an internet database. Due to the high sensitivity of the dust sensor and its influence from ambient light, temperature and air speed, the sensor system is designed to be used only indoors.

Keywords: air quality, sensor systems, monitoring.

ВЪВЕДЕНИЕ

Метеорологичните станции са съоръжения предназначени за измерване на климатични елементи и извършване на наблюдения върху климата над даден район. Най-често наблюдаваните елементи са: температура на въздуха и почвата, влажност на въздуха, атмосферно налягане, валежи – количество и вид, снежна покривка, посока и скорост на вятъра, облачност - обща и ниска, общо състояние на почвата, слънчево греене – времетраене и интензивност, вид на облаците, видимост, атмосферни явления.

Наблюденията в метеорологичните станции се извършват трикратно в денонощието — в 7:00, 14:00 и 21:00 часа. Базово изискване за системата на Световната метеорологична организация в Женева е всички наблюдения да стават при еднакви положения на слънцето по отношение на всяка станция.

В зависимост от целите на наблюдение и измерванията извършвани в тях, метеорологичните станции биват синоптични, климатични, класически и автономни. Последните са системи за отчитане на климатични елементи, при които няма нужда от редовен персонал за наблюдения. Отчитането става по електронен път, като информацията може да се записва, изпраща и съхранява. Премахнат е субективния фактор, а с това и субективните грешки при отчитане на данните. Недостатък на тези станции е необходимостта от електрическо захранване и риска от дефектиране.

Пряко отношение към човешкото здраве имат някои основни климатични елементи, като: температура, относителна влажност, атмосферно налягане, UV – индекс, концентрация на фини прахови частици и др.

Прахът е основен атмосферен замърсител на въздуха. Вреднят му здравен ефект зависи главно от размера и химичния

състав на суспендираните прахови частици, от адсорбираните на повърхността им други химични съединения, в това число мутагени, ДНК - модулатори и др., както и от участъка на респираторната система, в която те се отлагат.

Прахът постъпва в организма предимно чрез дихателната система, при което по-едрите частици се задържат в горните дихателни пътища, а по-фините частици (под 10 μm - $ФПЧ_{10}$) достигат до по-ниските отдели на дихателната система, като водят до увреждане на тъканите в белия дроб. Наредба №12 от 15 юли 2010 г. (обн. ДВ, бр. 58 от 30 юли 2010 г.) определя норми за пределно допустими концентрации (ПДК) за фини прахови частици. Въведените ПДК целят предпазване от техния вреден ефект върху здравето на хората и околната среда.

Регламентирани са следните норми за фини прахови частици [1]:

- **$ФПЧ_{10}$** - СГН - 40 μкг/м^3
- **$ФПЧ_{2.5}$** - СГН - 25 μкг/м^3

Целта на тази статия е да предложи техническо решение на сензорна система за отчитане на основните параметри на въздуха в закрити помещения. Основният блок за управление е базиран на платформата ARDUINO. Използват се комбиниран сензор за температура и влажност, сензор за атмосферно налягане и сензор за фини прахови частици. Измерените стойности от сензорите се визуализират на дисплей и периодично се изпращат и записват в интернет база данни.

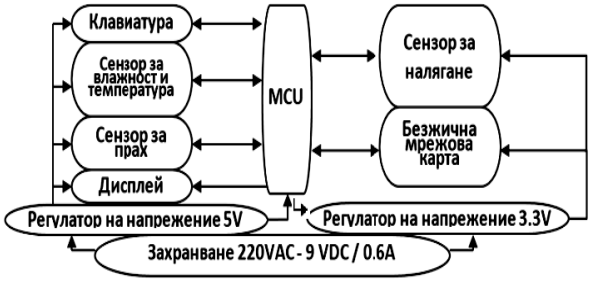
ИЗЛОЖЕНИЕ

Системата за мониторинг на въздуха е изградена на модулен принцип с удобен интерфейс за конфигурация. Измерените текущи стойности се визуализират на дисплей, а през определен интервал от време същите се изпращат и записват в база данни в интернет.

Системата е реализирана със следните модули:

- Сензор за измерване на влажност и температура - тип DHT22;
- Сензор за измерване на атмосферно налягане - тип BMP180;
- Сензор за измерване на количество прахови частици - тип DSM501A;
- LCD дисплей с 2 реда по 16 символа и клавиатура за въвеждане на входни данни от потребител.
- Безжична мрежова карта - модел ESP8266 за свързване с интернет база дани;
- Платформа ARDUINO UNO с процесор Atmega328P;
- Универсална печатна платка;
- Захранващ блок.

Блоковата схема на устройството е представена на фиг. 1:



Фиг. 1. *Блокова схема на системата за мониторинг*

Блок „Захранване” - захранващото напрежение на микроконтролера може да варира от 2 до 5,5V, но в повечето случаи се използва напрежение U=5V. Сравнително голяма част от цифровите интегрални схеми (които принципно се свързват към микроконтролера) използват също захранване от 5V. Поради това в платформата ARDUINO UNO има вградени два регулатора на напрежение - MC33269ST-5.0T3, осигуряващ 5V и регулатор LP2985-33DBVT, осигуряващ 3.3V [2, 3].

За подаване на захранващо напрежение към MC33269ST-5.0T3 може да бъде използван вградения USB интерфейс или вградения 2.1mm порт, на който се подават напрежения от 7V до 12V за осигуряване на по-голяма мощност.

Поради големите предимства на импулсните стабилизатори на напрежение (висок коефициент на полезно действие, широк диапазон на регулиране, малки габаритни размери, ниска себестойност и др.) за преобразуване на мрежовото напрежение от 220V на 9V е избран импулсен преобразувател, модел: T090060-2C1, със следните параметри:

- Захранващо напрежение: 100 VAC / 240 VAC;

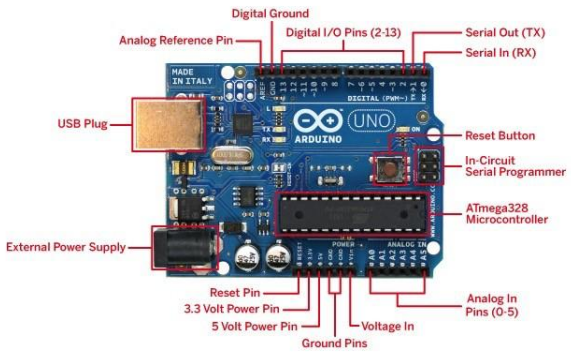
- Изходно напрежение: 9 VDC (+/-1%);
- Изходен ток: 0,6A;
- Изходна мощност: 2,7W;

Блок MCU – за обработка на данни и управление е избран микроконтролер ATmega 328P с 10 bit АЦП. Процесорът е с ниска консумация. С изпълнението на сложни инструкции в един тактов цикъл, процесор ATmega328P постига приблизително 1 MIPS на MHz, което позволява оптимизация на консумираната енергия, за сметка на скоростта за обработка на данни [4].

Хардуерната периферия съдържа:

- два 8-битови таймера;
- един 16-битов таймер;
- брояч в реално време с отделен осцилатор;
- шест изходни PWM канала;
- Шест входни 10-битови ADC канала;
- два Master / Slave SPI сериен интерфейс;
- един програмируем сериен USART;
- двубитов сериен интерфейс I2C;
- програмируем таймер за часовник със самостоятелен осцилатор;
- един аналогов сравнителен чип.

Изборът на микроконтролера се основава на това, че чипа може да бъде програмиран с безплатен софтуер (Open Source), като се използват редица готови библиотечни файлове. Използват се „С“ компилатори за тази архитектура, което позволява писането на програми от високо ниво. Микроконтролер Atmega328P е снабден с буутлоадер, което улеснява качването на програми във флаш паметта и позволява програмиране с помощта на компютър, без да се налага да се изважда чипа. За програматор е използвана платформата на Arduino - фиг. 2.



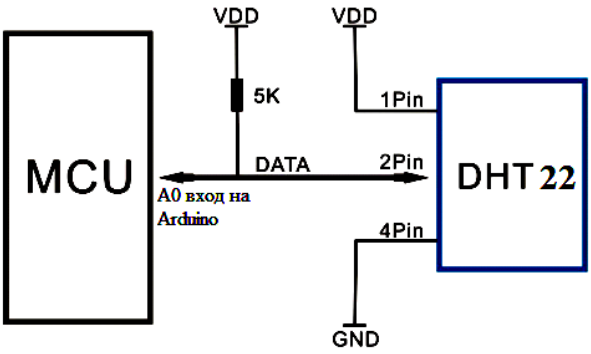
***Фиг. 2**. Платформата ARDUINO UNO*

Микроконтролера следи следните параметри:

- Аналогова стойност за отчитане на натиснат бутон.
- Цифрови стойности от сензора за температура и влажност.
- Цифрова стойност от сензора за налягане.
- Цифрова стойност от сензора за измерване на фини прахови частици.

Блок “Сензор за влажност и температура” – използван е преобразувател тип DHT22 [5]. Той разполага със сензори за температура и влажност с калибриран цифров изходен сигнал. С помощта на технологията за подобряване на дискретния сигнал, както и стабилната работа на сензорите се осигурява висока надеждност на прибора. DHT22 измерва влажност по резистивен метод и NTC сензор за измерване на температура, свързва се с 8 битов микроконтролер.

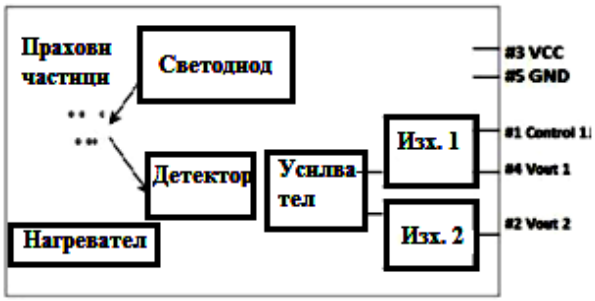
Схемата на свързване на сензора към микроконтроллера е показана на фиг. 3.



***Фиг. 3**. Схема на свързване на DHT22 към микроконтролера*

Блок “Сензор за налягане” - за измерване на атмосферното налягане е използван сензор BMP180 [6]. Модулът е изграден с цифров барометър BOSH BMP180. Отчитането на данните от сензора се осъществява по цифров I2C интерфейс.

Блок “Сензор за прах” – използван е сензор за концентрация на фини прахови частици тип DSM501. Отчита се броя на праховите частици с размер над 1 μm по оптичен метод. Вътрешната архитектура на сензора е показана на фиг. 4.

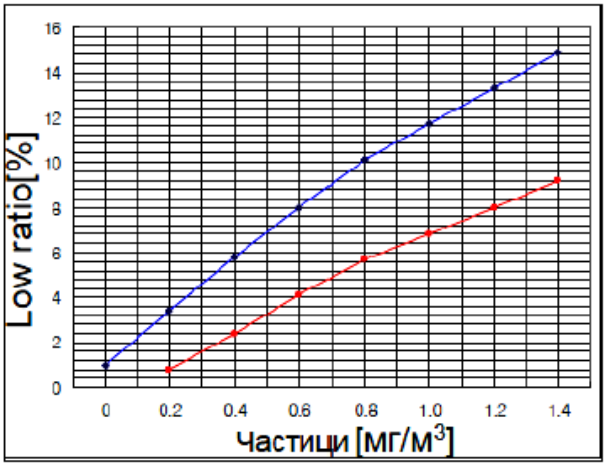


***Фиг. 4**. Вътрешна архитектура на сензор DSM501*

Сензорът съдържа: светодиод, детектор, усилвател, два изхода с ШИМ и нагревател, който осигурява постоянен приток на въздух към оптичната система. Количеството прахови частици Z за м^3 се определя спрямо характеристиката на сензора по формула (1):

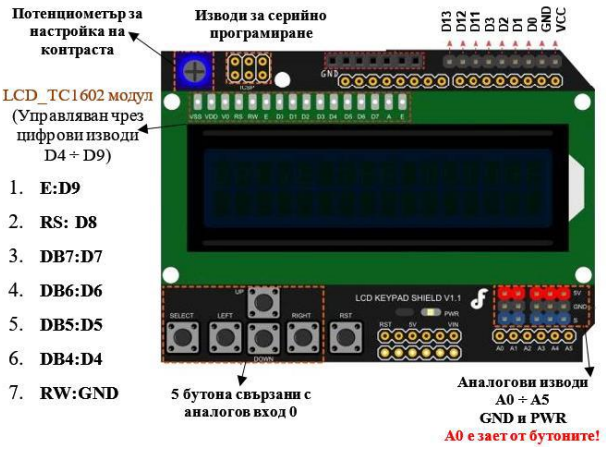
$$Z = 1{,}1.ratio^3 - 3{,}8.ratio^2 + 520.ratio + 0{,}62 \quad (1)$$

Изходната характеристика на сензора е показана на фиг. 5.

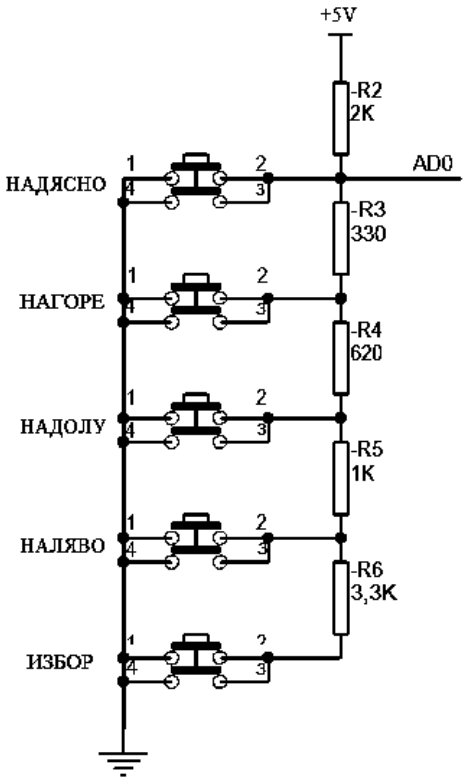


***Фиг. 5.** Изходна характеристика на DSM501*

Клавиатура и дисплей - за дисплей е използван LCD с два реда и 16 символа. Той е свързан с Arduino в 4 битов режим, т.е. само четири линии за данни са необходими за взаимодействие, заедно с RS & enable. RW е свързан директно към земя – фиг. 6.



***Фиг. 6**. Описание на интерфейса на LCD*



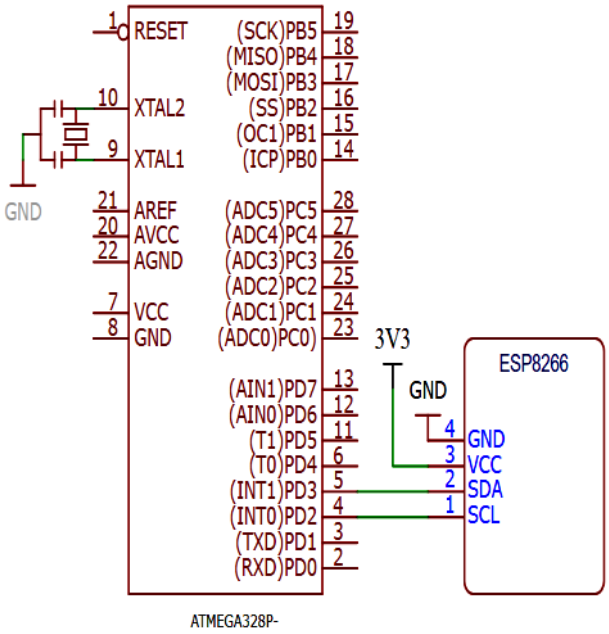
***Фиг. 7**. Схема делител на напрежение за регистриране на натиснат бутон*

За регистрацията на задействан бутон се използва 5 степенния делител на напрежение (фиг. 7), а аналоговите стойности съответстващи на бутоните са както следва:

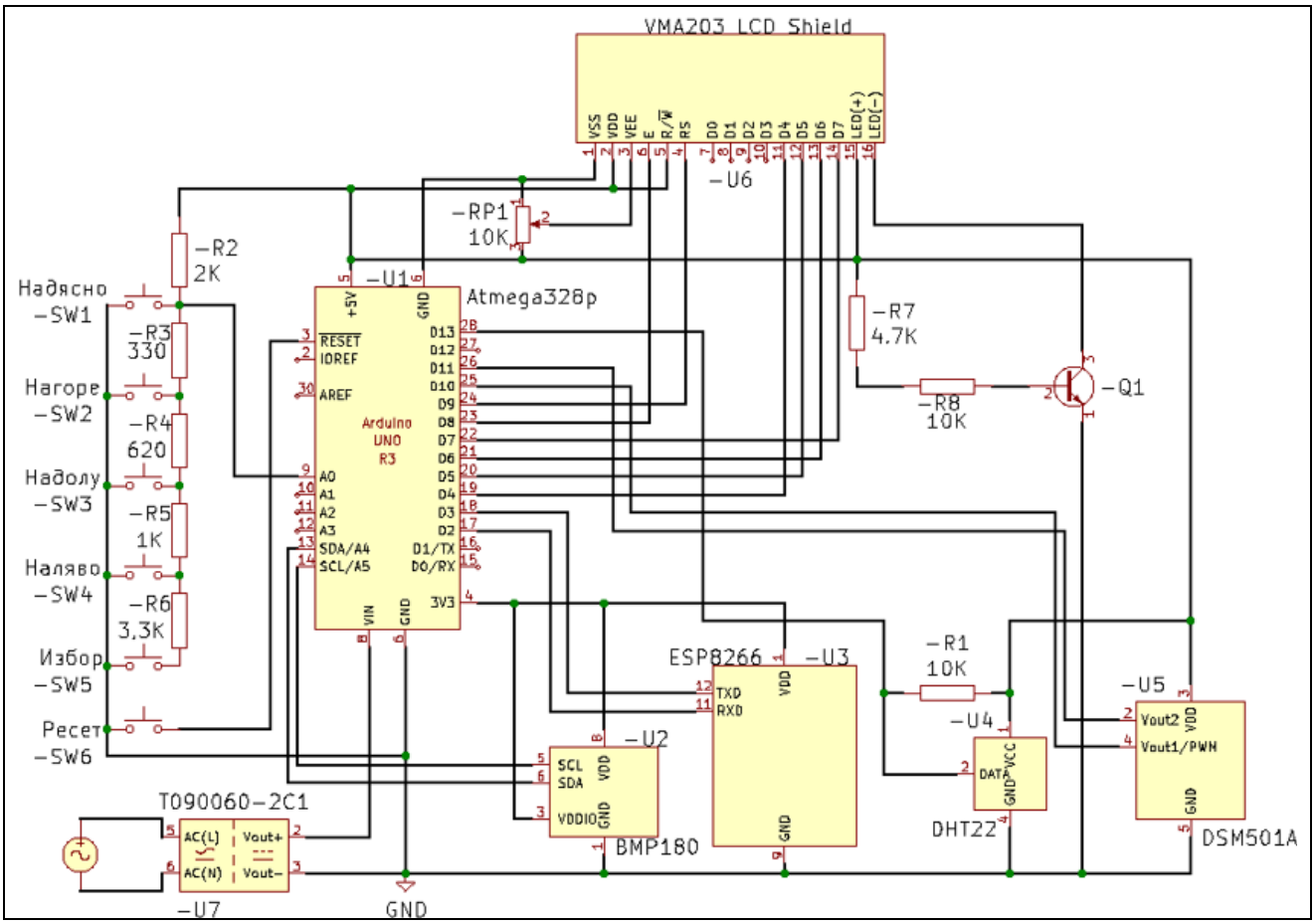
- няма задействан бутон – 5V;
- бутон нагоре – 0,71V;
- бутон надолу – 1,61V;
- бутон наляво – 2,47V;
- бутон избор – 3,62V.

Безжична мрежова карата – използван е Wi-Fi модул - модел ESP8266. Поради малката памет на платформата Arduino Uno, а и от гледна точка на сложността по отстраняването на проблеми, свързани с работата на Wi-Fi модула, е избрана схема на свързване осигуряваща вход за дани от Arduino към модула – фиг. 8. Целта е независимо от това дали има връзка с базата данни в интернет или не, станцията да измерва и визуализира на дисплея измерените стойности.

Пълната принципна електрическа схема на системата за мониторинг на качеството на въздуха е показана на фиг. 9.



Фиг. 8 *Схема на свързване на модул ESP8266 към контролера*



Фиг. 9. *Принципна електрическа схема на системата за мониторинг на качеството на въздуха*

На фиг. 10 е показана снимка на системата в завършен вид.

Фиг. 10. *Външен вид на системата за мониторинг*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализираната сензорна система позволява сравнително точно отчитане на основните параметри на въздуха в закрити пространства, а именно – температура, влажност, атмосферно налягане и ниво на фини прахови частици. С помощта на вградения Wi-Fi модул данните се изпращат и записват в интернет база данни [7] и могат да се достъпват от всяка точка на света. Недостатък на системата е сравнително високата чувствителност на сензора за прахови частици по отношение на условията на работа – трябва да се защити от пряко попадане на слънчева светлина и от излагането му на въздушни течения.

Изследванията са осъществени със съдействието на Националния център за компетентност
QUASAR № BG05M2OP001-1.002-0006

REFERENCE

[1] http://eea.government.bg/bg/output/daily/pollutants/pm.html - 27.09.2020
[2] Steven F. Barrett, Arduino Microcontroller Processing for Everyone!, Morgan and Claypool Publishers, ISBN:1608454371 9781608 454372, 2010.
[3] L. Junior, O. Neto, M. Hernandez, P. Martins, L. Roger, F. Guerra, A Low-Cost and Simple Arduino-Based Educational Robotics Kit, Journal of Selected Areas in Robotics and Control (JSRC), 2013 Volume 3, Issue 12, pp.1-7.
[4] Michael Margolis, Arduino Cookbook, ORailly Media Inc., 2012.
[5] https://www.adafruit.com – 10.06.2020
[6] https://www.bosch-sensortec.com/bst/products/all products/bmp280 - 3.08.2020.
[7] https://thingspeak.com/channels/608732 - 10.09.2020

СЕНЗОРИКА НА ИНДИВИДУАЛНИТЕ ПОТЕНЦИАЛИ НА ХОЛ

SENSORICS OF THE INDIVIDUAL HALL POTENTIALS

S. V. Lozanova

Institute of Robotics at Bulgarian Academy of Sciences

"Acad. G. Bonchev" Str., Bl.2, Sofia 1113, Bulgaria
Email: lozanovasi@abv.bg

Abstract

A regularity related to the individual Hall surface potentials of the devices has been observed and interpreted. The potential of the sensor boundary from which the Lorentz force takes away the carriers is linear with the magnetic field, regardless of the value of the supply current. However, the Hall potential on the opposite surface, which has an increased electrons concentration, after a certain induction value increases nonlinearly. The new properties are due to the magnetically controlled surface current in the conductive materials. The occurrence of nonlinearity is a criterion for the quality of the surface of the respective Hall side. An express method for surface investigation of semiconductors with a focus on the microelectronic industry has been formulated and experimentally tested.

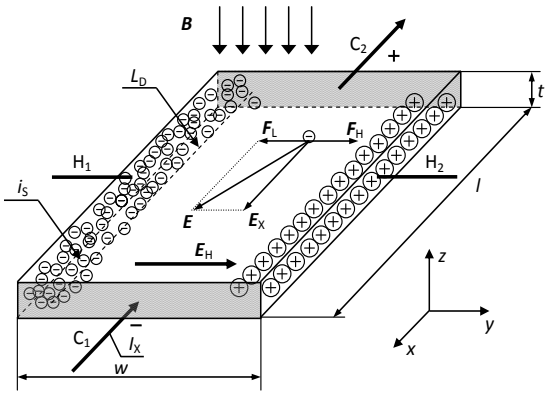
Keywords: Hall device, surface quality, sensorics, individual Hall potentials, Lorentz force

ВЪВЕДЕНИЕ

Независимо от утвърдилата се представа, че ефектът на Хол е едно от малкото перфектно изучени явления, до скоро не се обръщаше внимание на индивидуалните потенциали φ_{H1} и - φ_{H2} на Холовите страни. Факторът, предоставящ сензорна информация за различни характеристики на проводящите материали е диференциалното напрежение на Хол $V_{H1,2}$ – алгебричната сума от потенциалите φ_{H1} и - φ_{H2}:

$$V_{H1,2} = (r_H/qn_0t)I_0B \quad (1)$$

където n_0 е обемната равновесна концентрация на носителите, t е дебелината на Холовата пластина в посока на приложеното магнитно поле $\boldsymbol{B}$, $I_0 \equiv I_x$ е захранващият образеца ток и r_H е факторът на Хол, свързан с доминиращия разсейващ механизъм в даден температурен интервал ΔT, [1 - 7].



***Фиг. 1**. Схематично представяне на ортогонален образец на Хол с паралелепипедна форма. Указана е дължината на Дебай L_D, обозначенията са общоприетите в ефекта на Хол. Контакти C_1 и C_2 са захранващи.*

Когато силата на Лоренц $\boldsymbol{F}_L$ отклонява електроните на ляво, в дясната приповърхностна зона с контакт H_2 остават некомпенсираните електрични товари на „оголените" положителни йони N_s, Фиг. 1. Това са леги-

ращите донорни примеси в регулярната кристална решетка на основния полупроводник, например, Si, GaAs, InSb, InAs, InP, Ge и др. Колкото е по силна индукцията B и/или токът I_x, толкова повече донорни слоеве остават без компенсиращите ги електрони. В резултат дължината на Дебай L_D, определяща размера на нарушената електронеутралност на дясната зона, нараства [1,2,7]. Общият товар N_+ генерира положителната компонента на полето на Хол $\varphi_{H2} = 0.5\boldsymbol{E}_{H2}$. Така при стайна температура $T = 300$ K в нарастващо магнитно поле $\boldsymbol{B}$ и/или захранващ ток I_0 не се променя линейността на потенциала + $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$, свързан с положителното зарядово състояние на дясния интерфейс. Различна е ситуацията върху лявата страна на образеца с контакт H_1, Фиг. 1. Силата $\boldsymbol{F}_L$ концентрира върху нея допълнителни електрони, количеството товари – $\Delta n(\boldsymbol{F}_L)$ на които съвпада с това на донорните йони N_{D+}, $|-\Delta n| = N_{D+}$. Колкото е по-силен токът I_0 и/или индукцията B, толкова е по-висока концентрацията на неравновесните електрони - - Δn в приповърхностния слой с ширина L_D. Съгласно представите за ефекта на Хол, тези електрони са *статично* разположени върху лявата страна. Товарът - Δn определя отрицателната компонента на потенциала на Хол $\varphi_{H1} = -0.5\boldsymbol{E}_{H1}$.

Изложената информация е следствие от общоприетия модел на Хол явлението. Неотдавна, обаче бяха експериментално установени закономерности, неследващи от теорията: а) отклонените електрони към съответния интерфейс от силата $\boldsymbol{F}_L$ са *подвижни*, и б) в поле $\boldsymbol{B}$ тези токоносители формират линеен и нечетен магнитноуправляем повърхностен ток $\pm i_s(I_0,\boldsymbol{B})$, [8]. Друг пробив в разбирането за този ефект е установената връзка между състоянието на повърхността на Холовите страни и концентрацията на допълнителните електрони $\Delta n(\boldsymbol{F}_L)$. Данните се съдържат в зависимостта на индивидуалния Холов потенциал – $\varphi_{H2}(I_0,\boldsymbol{B})$ от тока I_0 и полето $\boldsymbol{B}$. До сега информацията за повърхностните характеристики в общия случай е косвена и има полуемпиричен характер, резултатите са свързани с апроксимирани зависимости, съдържащи множество *ad hock* допускания за повърхностните процеси и дефекти. Друго ограничение е ниската измервателна точност поради косвените данни за параметрите на повърхността и невъзможността съществена част от влизащите в уравненията величини да се определят експериментално, [1,7]. Чрез представените тук резултати е формулиран във висока степен експериментално верифицируем метод за изследване качеството на повърхността. В настоящата статия е представен този подход, интерпретацията му и неговия импакт в микроелектрониката.

ГАЛВАНОМАГНЕТИЗЪМ НА ИНДИВИДУАЛНИТЕ ПОТЕНЦИАЛИ НА ХОЛ

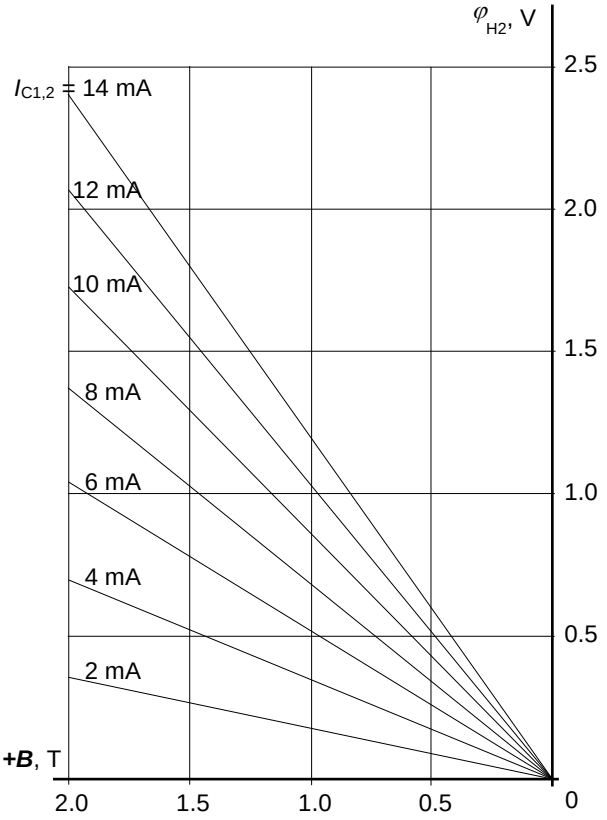
Представлява интерес връзката на индивидуалните потенциали φ_{H1} и φ_{H2} със структурните особености на Холовите страни. Този проблем до сега не е изследван в теорията и практиката на Хол явлението. При отклонение на електроните от силата на Лоренц $\boldsymbol{F}_L$ към лявата страна, Фиг. 1, протича още и следният процес. Повърхността неминуемо съдържа включвания в кристалната решетка, деформации, дефекти, особености в легирането и израстването на полупроводниковите кристали, нарушения в регулярността на кристалната решетка, енергетични нива на Там, евентуални деформации или механични напрежения и т.н. Те водят в зависимост от температурата T до разнообразие от разсейващи механизми за движещите се в приповърхностния слой (интерфейс) електрони. До определено ниво на концентрацията на пресираните от силата $\boldsymbol{F}_L$ токоносители (стойност на индукцията B_0 при фиксиран ток $I_x = \text{const}$), електроните се очаква да „покрият електростатично” всевъзможните дефекти, т.е. да се „изравни” електростатично релефът от кристалните нарушения по повърхността. Реално такъв галваномагнитен механизъм не следва да оказва въздействие върху линейно нарастващата отрицателна компонента на полето на Хол – $0.5\boldsymbol{E}_{H1}$, т.е. зарядовото формиране на „чистото” отрицателно поле на Хол. При това наблюдаваната също от нас закономерност - магнитноуправляемият повърхностен ток $\pm \Delta i_s(\boldsymbol{B},I_0)$ също нараства

линейно във функция на полето $\boldsymbol{B}$ и захранването I_x. Ето защо до стойности на индукцията $B \leq B_0$ при параметър $I_x \equiv I_{C1,2}$ = const, повърхностният ток $i_s(\boldsymbol{B},I_0)$ не променя линейността на отрицателния Холов потенциал – $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B})$. В този обхват на индукцията $B_0 \leq |\pm B|$ зависимостите на потенциала $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B})$ и на диференциалното напрежение на Хол $V_{H1,2}(\boldsymbol{B})$ са *линейни и симетрични* и са в съответствие с теорията на Хол ефекта. При по-нататъшното увеличаване на индукцията $B > B_0$, токът $i_s(\boldsymbol{B},I_0)$ започва съществено да нараства. Причината е в електрично неутрализираните приповърхностни дефекти от увеличаващата се концентрация на пресираните от силата $\boldsymbol{F}_L$ електрони. Съпротивлението R_S на приповърхностния слой с контакт H_1 намалява като ръстът на концетрацията на електроните Δn_S води до още по-съществен ток $i_s(\boldsymbol{B},I_0)$. Той създава в лявата приповърхностна област пад на напрежението, въздействащ на потенциала: $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B}) \sim i_s(\boldsymbol{B},I_0)$. Зависимостта $\varphi_{H1}(B)$ при индукция $B \geq B_0$ не се очаква да е линейна. Потенциалът $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B})$ става нелинейно нарастващ след индукция B_0 за повърхността с повишената концентрация на електроните. В действителност скоростите на електроните в област с ширина L_D не следва да са с една и съща стойност. Неминуемата дисперсия на скоростите и на концентрацията Δn зависят от големината на тока I_x, индукцията B, т.е. от силата $\boldsymbol{F}_L$ и от профила на примесните повърхностни състояния, респективно механизмите на разсейване при съответна температура T. Ето защо нелинейността на потенциала $\varphi_{H1}(\boldsymbol{B})$ експериментално е регистрируема, когато средната скорост v_S на електроните, формиращи тока $i_s(\boldsymbol{B},I_0)$ в приповърхностната зона най-вероятно се изравни и превиши обемната v_0, $v_0 \leq v_S(\boldsymbol{B})$. По тази причина след критичната стойност на магнитната индукция B_0 потенциалът $\varphi_{H1}(\boldsymbol{B})$ върху контакт H_1 следва да е нелинейно нарастващата функция на полето $\boldsymbol{B}$. Той ще нараства по-бързо от стандартния „чист" Холов сигнал - $\varphi_{H1}(\boldsymbol{B})$ предвид особеностите в намаляване на съпротивлението R_S на повърхностния слой.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОВЕДЕНИЕТО НА ПОТЕНЦИАЛИТЕ $\boldsymbol{\Phi}_{H1}$ И $\boldsymbol{\Phi}_{H2}$

Експерименталното изследване на поведението на индивидуалните потенциали на Хол в хомогенни (паралелепипедни) полупродникови структури е осъществено с опитната постановка, описана в [8 - 10].

На Фиг. 2 са показани зависимостите на потенциала $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ при различни стойности на захранващия ток $I_{C1,2}$ за силициеви образци с регулярна правоъгълна геометрия, когато силата на Лоренц $\boldsymbol{F}_L$ отклонява електроните към страната с контакт H_1. До максимално възможната в нашите експерименти стойност на магнитната индукция B = 3.0 T се наблюдава линейно поведение.

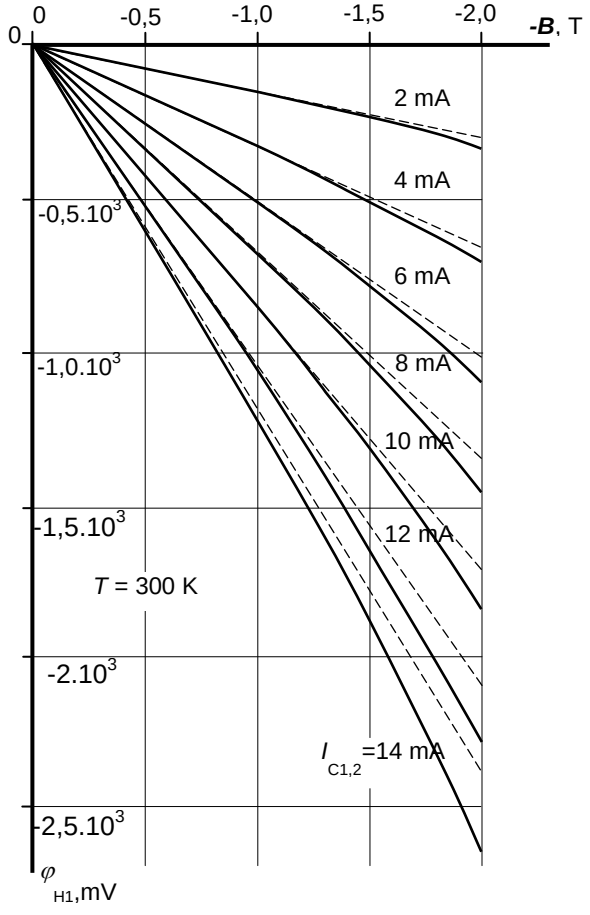


***Фиг. 2**. Характерно поведение на Холовия потенциал $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ във функция на магнитното поле $+\boldsymbol{B}$ при параметър захранващия ток $I_{C1,2}$ за силициев паралелепипеден образец; силата на Лоренц $\boldsymbol{F}_L$ отклонява електроните към страната с контакт H_1, T = 300 K. Офсетът е предварително нулиран.*

Когато силата на Лоренц $\boldsymbol{F}_L$ отнема електрони от съответната Холова повърх-

ност, тя естествено се зарежда положително. Потенциалите + $\varphi_{H1}(\boldsymbol{B})$ или + $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ в един и същ образец, при съответната полярност на полето ± $\boldsymbol{B}$, също са положителни като линейността им се запазва до максимално високата в нашите експерименти индукция B = 3.0 T. Регистрираната магниточувствителност чрез потенциалите φH1(B) и/или $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ в линейния участък на изследваната серия структури съставлява SRI(φH1) ≈ 85 V/AT.

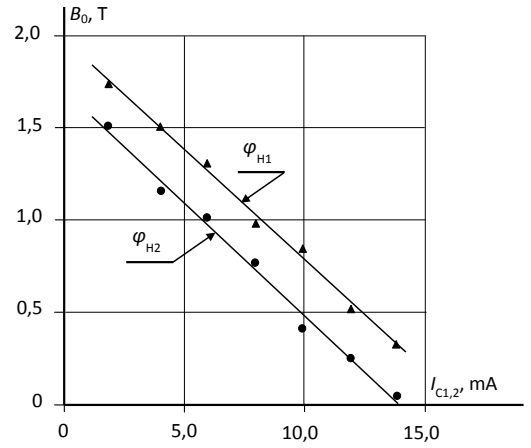
На Фиг. 3 са показани експерименталните зависимости на потенциала $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B})$ при различни стойности на захранващия ток $I_0 \equiv I_{C1,2}$ за силициевия образец, Фиг. 1, когато силата на Лоренц $\boldsymbol{F}_L$ пресира токоносителите към страната с контакт H_1. Потенциалът - $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B})$ е отрицателен и след определени критични стойности на индукцията B_0, в зависимост от тока $I_0 \equiv I_{C1,2}$, стартира нелинейност.



***Фиг. 3**. Типични експериментални зависимости на Холовия потенциал $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B})$ при различни стойности на захранващия ток $I_0 \equiv I_{C1,2}$ за силициева правоъгълна структура, силата на Лоренц $\boldsymbol{F}_L$ отклонява електроните към страната с контакт H_1, T = 300, K. Офсетът е предварително нулиран.*

Аналогично е поведението и на потенциала $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ на същия образец ако силата $\boldsymbol{F}_L$ концентрира електроните към повърхността с контакт H_2. Всичките изследвани образци при указаното условие за посоките на силата $\boldsymbol{F}_L$ демонстрират без изключение характерното поведение от Фиг. 2 и Фиг. 3. Колкото е по силен токът I_x, толкова по-съществено е изразена нелинейността, като тя настъпва при по-ниска стойност на индукцията B_0. Друга важна особеност е, *че нелинейността в отделните образци стартира при различни стойности на критичната индукция B_0.*

На Фиг. 4 са показани зависимостите $B_0(I_x \equiv I_{C1,2} \equiv I_0)$ на критичните индукции B_0, при които стартира нарастващата нелинейност в потенциалите $\varphi_{H1}(\boldsymbol{B})$ и $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ на двете Холови страни за съответната полярност на полето $\boldsymbol{B}$. Съществено е, че с увеличаване на тока I_0 индукциите B_0 в първо приближение намаляват линейно като за двете Холови повърхности те са отместени една спрямо друга. Поведението на другите сензори от изследваните серии е аналогично. В някои от тях линейната графика на потенциал φ_{H1} е с по-ниски стойности от тази на потенциал φ_{H2}. Изводът е, че критичната индукция B_0 зависи при прочие равни условия от качеството (дефектите, деформациите, механичните напрежения и т.н.) на Холовата повърхност на полупроводниковия материал.



***Фиг. 4**. Зависимост на критичните индукции $B_0(I_{C1,2})$, определящи началото на нелинейните участъци на Холовите потенциали в съответствие с данните за $\varphi_{H1}(\boldsymbol{B})$ и $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ при силициеви правоъгълни образци, T = 300 K.*

Това означава, че при ток I_0 = const стойностите на индукцията B_0, при които стартира отклонението на потенциалите $\varphi_{H1}(\boldsymbol{B})$ или $\varphi_{H2}(\boldsymbol{B})$ от правата линия (силата $\boldsymbol{F}_L$ концентрира носителите върху съответните страни с контакти H_1 или H_2) ще са различни.

ПОТЕНЦИАЛИТЕ Φ_{H1} И Φ_{H2} КАТО ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ И МЕТРОЛОГИЧЕН МЕТОД В СЕНЗОРИКАТА

Получените резултати и проведеният анализ позволяват формулиране на неизвестна до сега закономерност в сензориката на Хол. Индивидуалният потенциал върху Холовата повърхност на елементите, от която силата на Лоренц отнема токоносителите е линеен от магнитното поле, независимо от стойността на захранващия ток и на индукцията. Потенциалът на Хол на срещуположната повърхност, която е с повишена концентрация на електроните, обаче след определена критична стойност на индукцията B_0, зависеща от захранващия ток I_0, се очаква да е нарастващо нелинеен. Новата закономерност се дължи на магнитноуправляемия повърхностен ток $i_s(\boldsymbol{B},I_0)$ в проводящите материали, като настъпването на нелинейността при фиксирани параметри I_0 и B е критерий за качеството на повърхността на съответната Холова страна.

От особено значение за сензориката е фактът, че критичните индукции B_0 за конкретните образци са различни. Съгласно предложената от нас интерпретация, причината е качеството на повърхността – дефекти, особености в легирането и израстването на полупроводниковите структури, нарушения на кристалната решетка, евентуални деформации или механични напрежения и др. Колкото електростатично е „по-релефна" съответната повърхност, толкова по-висока е стойността на индукцията B_0, за да се осъществи нейното „изглаждане - да се „повиши нейното качество" чрез допълнителни от силата $\boldsymbol{F}_L$ електрони. Неочакваният за практиката извод е, че по-качествената повърхност (с по-малко дефекти) е тази, за която критичните индукции B_0 са с по-ниска стойност, Фиг. 4. От гледна точка сензориката на Хол, обаче по-добрият вариант за приложенията са „релефните" (с „по-ниско качество") Холови страни. При тях стойностите на индукцията B_0 са по-високи, *което дефинира по-широк обхват на линейност* за практическо приложение на съответния потенциал, например φ_{H1} и диференциалното напрежение $V_{H1,2}(\boldsymbol{B})$. Този резултат е следствие на галваномагнитните особености в поведението на индивидуалните потенциали на Хол, докато диференциалното напрежение $V_{H1,2}(\boldsymbol{B})$ „усреднява" чрез алгебрично сумиране индивидуалните нелинейности. До сега обяснението за генезиса на нелинейността на елементите на Хол, така и методологията за нейното минимизиране е било неадекватно. Освен това този важен резултат обяснява комутационната или реверсивната грешка, влошаваща метрологията на сензорите на Хол - различната степен на нелинейност за двете посоки на магнитното поле $\pm \boldsymbol{B}$.

Новото разбиране за природата на индивидуалните потенциали на Хол дава възможност да се детайлизира управлението на повърхностната проводимост чрез външно електрично поле, както е при MOS транзисторите с напрежението на гейта V_G. В този случай определяща е ролята на повърхностния потенциал Y_s в полупроводниковите (силициевите) структури. С напрежението на гейта $\pm V_G$ се осъществява изгъване в приповърхностната област на проводимата E_C и валентната E_V енергетични зони, и нивото на Ферми E_F в необходимия режим – обогатяване, инверсия или обедняване. С помощта на напрежението $\pm V_G$ се променя повърхностния потенциал Y_s, респективно проводимостта и режима на функциониране на MOS транзистора.

Следователно информацията за началната стойност на потенциала Y_s е от съществено значение. Управлението на индивидуалния потенциал $\varphi_{H1}(-\boldsymbol{B})$ с електрони чрез силата $\boldsymbol{F}_L$ т.е. с магнитното поле $\boldsymbol{B}$, съответстващо на режим обогатяване на интерфейса съдържа данни за стартовата (началната) стойност на повърхностния потенциал Y_s. Ето защо потенциалите φ_{H1} и φ_{H2} включват важна информация за състоянието и качеството на повърхността, което е ново направление в приложенията на ефекта на Хол. Изводът е, че индивидуалните

Холови потенциали представляват изследователски и метрологичен метод в сензориката.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата статия е обосновавана и доказана съществено нова страна на ефекта на Хол, полезно увеличаваща знанието за това явление. Тя се заключава в поведението на индивидуалните потенциали на Хол. Наблюдавано е нелинейно нарастване на единия потенциал след определена стойност на индукцията на магнитното поле. Стойността на магнитното поле при която възниква нелинейността се определя от качеството на повърхността - колкото повече са дефектите, толкова стойността на индукцията, при която тя стартира е по-висока, и обратно. Подходът е експресен и позволява проверка на качеството на силициевите пластини в процеса на производство на схемите и елементите.

Изследванията са осъществени със съдействието на Националния център за компетентност
QUASAR № BG05M2OP001-1.002-0006

REFERENCES

[1] Monch W.,Semiconductor Surface and Interfaces, 3rd Edit., Spriger, 2013.
[2] Sze SM. Semiconductor Sensors, Wiley-Intersc., New York, 1994.
[3] Heidari H, Bonizzoni E, Gatti V, et al., CMOS vertical Hall magnetic sensors on flexible substrate, IEEE Sens. J., 2016, p. 8736.
[4] Kaufmann T. On the Offset and Sensitivity of CMOS-based Five-contact Vertical Hall Devices, in "MEMS Technology and Engineering", v. 21, 2013.
[5] Roumenin CS., Solid State Magnetic Sensors, Amsterdam, Elsevier, 1994.
[6] Neumaier D, Pindl S, Lemme M. Integrating graphene into semiconductor fabrication lines, Nat. Mater., 2019; 18, p. 525.
[7] Peka GP. Phizicheskie iavlenia na poverhnosti poluprovodnikov, Kiev, Visha skola, 1984.
[8] Roumenin C, Lozanova S, Noykov S. Experimental evidence of magnetically controlled surface current in Hall devices, Sensors and Actuators, 2012; A 175: 45-52.
[9] Lozanova SV, Roumenin Ch S. Paralell-field silicon Hall effect microsensors with minimal design complexity, IEEE Sens. J 2009; 9(7):p. 761.
[10] Lozanova S, Altunyan L, Noykov S, Ivanov A, Roumenin C. A nonlinearity induced by the Lorentz force in Hall devices, Compt. rendus ABS, 2017; 70(7): 1011-1018.

НАПРАВЛЕНИЕ 3

КОМУНИКАЦИОННА ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

SESSION 3

COMMUNICATION ENGINEERING AND TECHNOLOGIES

ОБЗОР НА ТЕХНИКИТЕ ЗА КОНТРОЛ НА ТРАФИКА ПРЕЗ ПОСЛЕДНОТО ДЕСЕТИЛЕТИЕ

REVIEW OF TECHNICS FOR TRAFFIC CONTROL FROM LAST DECADE

Vasil Shterev[1], Nikolay Hinov[2]
[1] *TU-Sofia*
[2] *TU-Sofia*

Abstract

Техниките за контрол на автомобилния трафик в съвременните (умни) градове непрекъснато се развиват, като целта е осигуряване на надежден, бърз, сигурен и не на последно място транспорт с минимално количество отделени CO_2 емисии. Всички активни (движещи се) елементи участващи в пътната инфраструктура могат и трябва да се управляват/контролират/менажират за постигане на изброените по-горе цели. Те от своя страна са повече или по-малко противоречиви. Заради този факт, повечето автори/изследователи се фокусират върху оптимизирането на един или максимум два фактора влияещи пряко на движението по градските артерии.

Technics for automobile control in smart cities are involved in continuously development and change toward reliable, fast, safe and last but not least transportation with minimum CO_2 emission. All units that take part in public traffic infrastructure can and must be manage for this goal. This is the reason that most of the researchers optimize one or maximum two factors in such situation.

Keywords: контрол на трафика, умен град, автономен транспорт, зелена енергия; traffic control, smart city, autonomous transport, green energy.

ВЪВЕДЕНИЕ/INTRODUCTION

На практика няма два еднакви града в света, както и съставните им квартали и отделните предгрдия. Освен това ден след ден те непрекъснато се променят и така се получава един непрекъснат цикъл на адаптиране на населението към града и обратното. Точно както в една древна поговорка - човек не може да се изкъпе два пъти в една и съща река, защото реката не е същата и човека не е същият! Следвайки тази максима проектантите на пътните артерии и техните най-конфликтни точки - кръстовищата се ръководят от текущата ситуация във въпросния град, както и тенденциите за постоянно нарастващата плътност на населението и проблемите свързани с неговия транспорт.

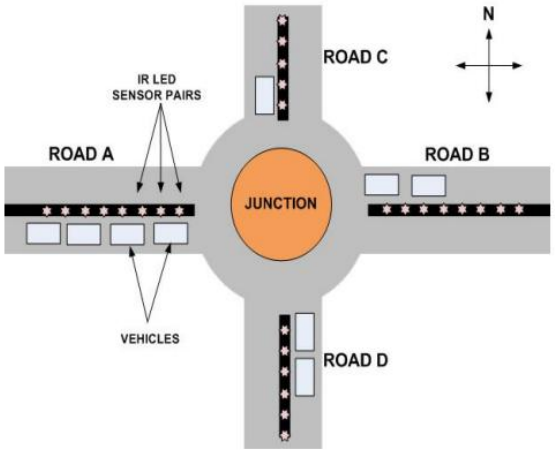
Настоящият труд е фокусиран върху методологичното разделяне и критичен коментар на техниките за контрол на трафика в градска среда, предложени в литературата през последното десетилетие. Следващата секция в документа е посветена на техниките за управление на светофарните уредби. Секция 3 е фокусирана върху разликите между големите и малки градове в развиващите се страни. Секция 4 представя моделите и симулациите чрез които се постига по-пълно утилизиране на пътната мрежа. Накрая документа завършва с излагане на недостатъците на предложените методи и модели от другите автори до този момент.

КОНТРОЛ НА ТРАФИЧНИ УРЕДБИ/TRAFFIC LIGHT CONTROL

Неминуемо, контрола на светофарните уредби е сред първите фактори влияещи на пропускателната способност на вече изградената пътна мрежа, макар много по-рядко да съществува и обратната ситуация - градове построени около главни пътни артерии (Лас Вегас или големите автоспирки на главните пътища в САЩ, които наброяват до 50 000 души). Последният споменат факт е по-скоро изключение от миналото,

отколкото правило в наши дни.

Един "безобиден" пример за умна система за контрол на трафика е представена в [1]. Авторите използват евтини, надеждни и широко разпространени компоненти като: ATmega2560, LM358m, инфрачервени сензори, интегрални схеми от 74-та серия, LED индикация и не на последно място те захранват своята система, чрез слънчев панел с мощност 10W/12V. Като недостатък в това конкретно предложение, може да се изтъкне, че то е предвидено само за "обикновенни" кръстовища при които се пресичат два главни пътя (фиг.1) - липсва алтернатива за Т-образни кръстовища или по-сложни такива като "петте кюшета" и други подобни. Освен това, единствената величина която се контролира е продължителността на зелената светлина (5, 10 и 15 сек.). Последното допускане не е критично при Х образни кръстовища, при които червената светлина в едно от направленията е пряко свързана с продължителността на другите две (зелена и жълта) или иначе казано с времетраенето на цикъла.



Фиг. 1 *класическо "Х" образно кръстовище [2]*

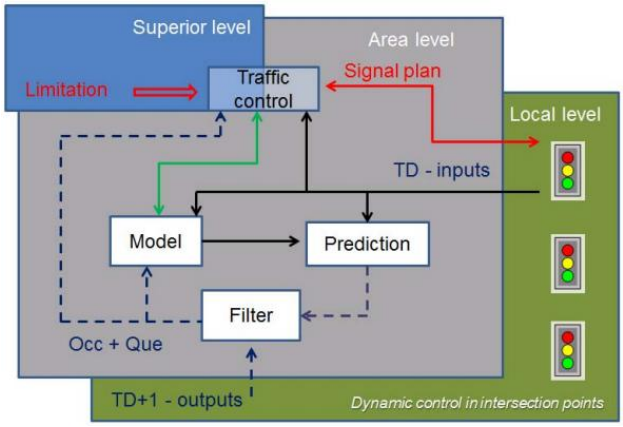
В [2] е представена нискобюджетна идея за независим и адаптивен контрол на трафика. Съгласно функционалната блок диаграма главната управляваща програма събира данни от периферните подпрограми (IR сензори, LED индикация и таймери) и изработва управляващи въздействия за контрол на броячите и светлинната индикация. За микроконтролер е избран PIC18F4520, но това решение е само за доказване работоспособността на системата. Добре известен факт, е че софтуерните "провлачвания" (glitch - глич) могат да доведат до неизправности в работата на цялата система, което е абсолютно недопустимо. Решение на този проблем може да се търси в използването на FPGA, а като по-масов вариант и ASIC, защото тези две технологии са изцяло хардуерно базирани, следователно при тях няма софтуерни итерации, което ги прави по-бързи и лишени от глич-ове. Като оставим назад концептуалните недоразумения, предложеният алгоритъм в [2] показва завидно увеличение на трафика преминаващ по всеки един "ръкав" на изследваното кръстовище от една страна, а от друга времената за изчакване (престой) също силно намаляват (до 5 пъти). Тези подобрения обаче зависят от натовареността, която пък е в пряка релация с часа от денонощието. В интерес на истината, подобрение липсва при пикови натоварвания и адаптивния контрол се справя еднакво добре спрямо системата с фиксирани времена. Тук е добре да се отбележи, че законовите наредби ограничават отчасти пълната гъвкавост на подобни системи - например в Р. България продължителността на червената светлина на светофарните уредби е с максимална продължителност 120 секунди.

Сходна идея, но базирана на едночипов микрокомпютър е представена в [3]. За основа е ползван AT89S51, заради ниската консумация и високата производителност на вложените CMOS компоненти. В труда са описани детайлно всички използвани модули: захранващ блок, схема за рестартиране, кристален (кварцов) резонатор, IR сензор за детектиране и т.н. Впечатление прави, че блок диаграмата на главната програма е линейна - без разклонения и зацикляния (обратни връзки (loop-ове)) от началото до края. Авторите твърдят, че тяхното решение е просто, евтино, стабилно, лесно за използване, поддръжка и бъдещо разширение, но за съжаление експериментални резултати липсват.

ГОЛЕМИ И СРЕДНИ ГРАДОВЕ/LARGE AND MIDDLE-SIZED CITIES

Какво е голям, малък и среден по размери град? Трудно е да се даде точна дефиниция, макар повечето от нас да знаят по име

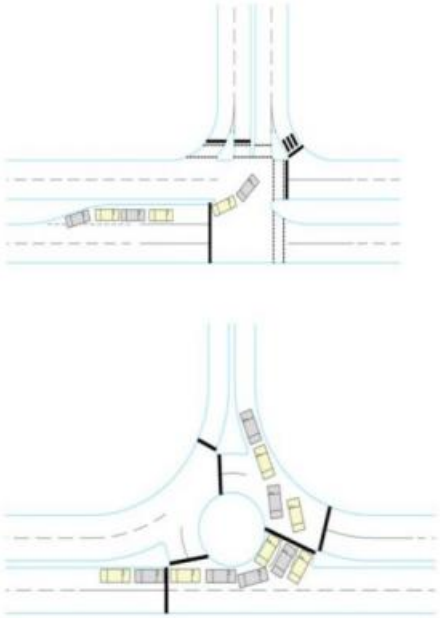
пренаселените мегаполиси на всички континенти. Линейните размери, населението и броя на участниците в движението не са достатъчни за подобна класификация. Така например, малък град в КНДР или Индия може да се окаже с многократно по-интензивен трафик от голяма част от европейските столици или както е казал един от най-големите учени на XX век - всичко е относително и зависи от гледната точка на наблюдателя. Урбанизацията е факт присъстващ в нашето съвремие повече от век и статистиката сочи, че тя ще продължи макар и с неравномерни темпове. В този ред на мисли, "умен" контрол на трафика в средни по големина градове е представен в [4]. Авторите "залагат" на адаптивен модул наречен TDC (Traffic Dependent Control), който работи на три нива: старшо, областно и локално. На фиг. 2 е илюстрирана тази разработка.



***Фиг.** 2 трислоен модел за предсказване, управление и събиране на информация [4]*

Видно е, че чрез локалното ниво се управляват динамично светофарните уредби. На т.нар. областно ниво се осъществява предсказване, филтриране на постъпващата информация, моделиране и трафичен контрол, който същевременно е част и от старшото ниво. Всички ограничения в системата, независимо от техния характер се задават на това старшо ниво. Градът в който е проведено изследването е Uherské Hradiště в Чешка Република със средно натоварване на главната пътна артерия от около 20 000 автомобила на (работен) ден. Средното изчакване е намаляло с между 10% и 40% в зависимост от натовареността и часовия интервал. Тази система предлага и функционалност за навигация до свободни паркоместа, премаршрутизиране при наличие на нови данни за пътната обстановка и актуална информация за водачите.

Друга гледна точка за възможностите и предизвикателствата пред контрола в реално време в развиващите се градове е изложена в [5] и [6]. Специално внимание е обърнато на кръстовищата на които се образува изкуствено запушване/задръстване (фиг. 3).



***Фиг. 3** типове кръстовища, които са предпоставка за лесно образуване на задръстване тип "mana" (artificial-bottleneck) [6]*

Фиг. 3 илюстрира видовете кръстовища, на които някой от "ръкавите" са податливи на лесно насищане на автомобили – задръстване. Трябва да се отбележи, че в Р. България, особено в столицата съществуват такива кръстовища. Един от натрапчивите примери е кръговото на 4-ти километър, където се налага поставяне на регулиращи полицаи в пиковите часове. В [6] са представени още взаимно-свързаните проблеми на развиващите се без план градове: миграция, висок коефициент на раждаемост, постоянно увеличаващ се брой на автомобилите, поведението на участниците в движението, липса на адекватна инфраструктура и не на последно място невисоко качество и продължителност на шофьорските курсове. Следва сравнение на методите за управление на сигнализацията в развитите и развиващите се страни, като вторите изостават

най-много в две направления - адаптивен контрол на трафика и координация в реално време. За сравнение в Лондон 41% от кръстовищата са с адаптивен контрол, Кейп Таун 17%, Пекин и Торонто 15%. Поради тези причини в [5] е предложен оптимизационен алгоритъм от 4 стъпки, като на всяка една се събира различен вид информация - от работоспособността и натовареността на сензорите до параметрите на оптимизационния модел и характеристиките на кръстовището. Съгласно автора с добро планиране, финансова помощ от различни фондове и организации, голяма част от развиващите се градове могат да преустроят сигнализацията си в такава, работеща в реално време.

Още един важен аспект от проследяването и оптимизирането на трафика е въздействието върху околната среда. Безспорно акустичното (шумово) и въздушно замърсяване са вплетени в транспортното дело. Публикация [7] изследва точно това въздействие, като фокуса е върху интелигентното управление на трафика и влиянието му върху нивата на финни прахови частици и парникови и вредни газове като: SO_2, NO_2, CO, O_3 и PM_{10}. Както отбелязват и самите автори, подобрението в конкретните параметри е двуяко - веднъж го има друг път отсъства. Необходимо е по-задълбочено изследване за корелацията между контрола на трафика и посочените параметри. Шумът от превозните средства остава постоянен в продължение на целия ден независимо дали светофарните уредби се контролират интелигентно или не. За установяване на такъв род зависимости е необходим значително поголям обем от събрани реални данни.

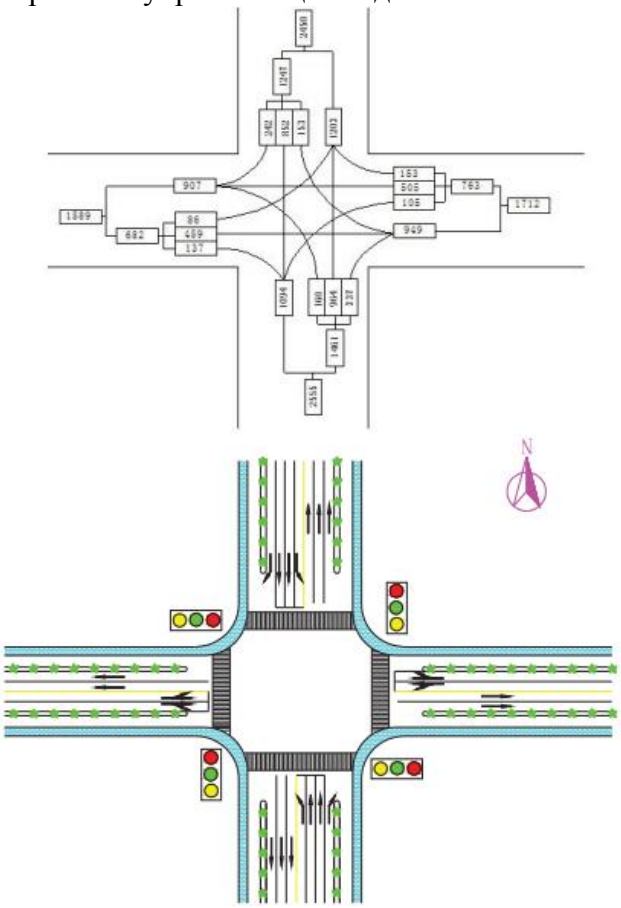
ТРАФИЧНИ МОДЕЛИ И СИМУЛАЦИИ/TRAFFIC MODELS AND SIMULATIONS

В настоящата секция е направен кратък обзор на симулационните и трафични модели използвани от другите автори с цел оптимизиране на важни за трафика и транспорта като цяло параметри. Както вече стана ясно, адаптивният контрол на трафика в реално време е нещо като панацея за текущото състояние на нещата. Хибриден подход за подобна система е представен в [8], като акцента е върху събраната от камерите визуална информация, която в последствие търпи информационна обработка на няколко етапа ("изтегляне" на фона, конверсия в сива скала, модулна трансформация и бинаризация на Отсу). Самата системна архитектура представлява блок диаграма с множество разклонения в която събраната от камерите изображения управляват светофарните уредби. Един от елементите, които гарантира отказоустойчивостта на системата е метода на събиране на информация - едновременно от локално и централизирано ниво, като така при евентуален отказ на едно от двете нива другото би продължило да функционира. По-нататък приоритизацията може да се надгради за автомобили със специален режим на движение плюс проследяване на откраднати превозни средства. Освен това се обмисля и предаване на синтезираната информация към индивидуалните участници в движението, което допълнително би спомогнало за редуциране на престоя и напрежението върху водачите. Анализа на данните може да бъде използван и за предсказване на задръстване в различни райони на града. Друга разработка за оптимизация на координирания контрол може да се намери в [9]. Авторите представят концепцията за минимално закъснение на кръстовища или поточно за минимално средно закъснение на всеки отделен автомобил. В използвания математичен апарат се разглеждат "конвенционални" X образни кръстовища, но се отчита посоката която водачите избират да последват, (ляво, дясно или направо) както е показано на фиг. 4.

Идеологията на този модел е изчисление на отместването на зелената светлина в поредица от цикли, като припокриването (две поредни зелени вълни) е забранено. Това изчисление се прави за всяка отделна посока на движение, като резултатите показват редуциране на закъснението до 45%.

Друг модел за оптимизиране и контрол на трафична сигнализация чрез размита невронна мрежа е показан в [10]. За разлика от [9], тук изходна променлива е допълнителното (удължено) време в което зелената светлина продължава да свети. Самият модел на системата включва размит контрол,

който "прихваща" входните променливи и изработва управляващо въздействие.



Фиг. 4 *модел на Х образно кръстовище с отчитане на промяна на посоката на движение на превозните средства [9]*

Едновременно с това, невронната мрежа обменя входно-изходна информация по отделен канал с размитата система. Симулационните резултати показват подобрение с между 5% и 10% на средното закъснение, дължина на опашката и общия трафичен капацитет. Още по-комплексен подход за итеративно обучение на контрола на фазите при пренаситена градска среда е демонстриран в [11]. Както отбелязват изследователите, максимална ефективност на метода се постига при преповтарящи се шаблони на трафичните потоци. Допълнително е представен още подобрен вариращ във времето "store-and-forward" подход за моделиране описващ трафика в градска мрежа много по-реалистично, след което той е използван за анализ проследяващ конвергенцията на грешката. Теоретичният разбор показва две схеми, които гарантират грешка близка до нулата в смисъл на Евклидово разстояние.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ/CONCLUSION

Както се вижда, няма разпределена, централизирана или смесено хибридна система, която да гарантира минимално време за престой на всички превозни средства в дадено направление или конкретен пътен възел. Повечето автори оптимизират един, максимум два параметъра, като типично това са времето за престой и/или средната скорост, а значително по-малко внимание се обръща на замърсяването и корелацията с потока на превозни средства. Освен това до този момент няма сериозно изследване, което да покаже връзката между реалното подобрение и използваната изчислителна мощ. Този факт евентуално се дължи на непрекъснатото и увеличение, както и непрестанното спадане на цената на хардуера. Въпреки това сложните и комплексни алгоритми невинаги показват по-добри резултати от елегантен и прост такъв. Освен това няма как да се сравнят всички алгоритми при равни условия, което винаги ще води след себе си дебати относно тяхното представяне. Не трябва да се забравя, и че разгръщането и поддръжката на подобна инфраструктура е свързано със значителни финансови ресурси. тояние.

БЛАГОДАРНОСТИ

Този доклад е изготвен в съответствие с проект на Технически Университет - София "Интелигентно управление на трафика"

This work is supported by the Technical University of Sofia Grant No "Intelligent traffic management"

ЛИТЕРАТУРА

[1] J. Shruti, P. Dipali, G. Rani, V. Kulkarni, P. Amey and S. Pradip, Smart traffic control system using green energy, pp. 1690-1694, ICECA 2018

[2] L. Singh, B. Shimray and N. Singh, Idea of a low cost, independent and adaptive traffic control, pp. 283-287, IEEE 2017

[3] H. Jie and S. Bing, Intelligent Traffic Control System Based Single Chip Microcomputer, pp. 577-579, 2016 International Conference on Intelligent Transportation, Big Data & Smart City, IEEE 2017

[4] Z. Bělinová, T. Tichý, J. Přikryl and K. Cikhardtová, Smarter traffic control for middle-

sized cities using adaptive algorithm, Smart Cities Symposium Prague, IEEE 2015
[5] F. Gundogan, Real-Time Signal Control in Developing Cities: Challenges and Opportunities, pp. 38-41, IEEE 18th International Conference on Intelligent Transportation Systems, 2015
[6] F. Gundogan, "Simplified traffic responsive signal control method for developing large cities," Ph.D. Thesis at Graz University of Technology, Graz, Austria, 2012
[7] K. Cikhardtová, Z. Bělinová, T. Tichý, J. Ruzicka, Evaluation of Traffic Control Impact on Smart Cities Environment, pp 1-4, IEEE Smart Cities Symposium Prague 2016
[8] P. Faldu, N. Doshi and R. Patel, Real Time Adaptive Traffic Control System A hybrid Approach, pp. 697-701, IEEE 4th International Conference on Computer and Communication Systems, 2019
[9] D. Pengdi, N. Muhan, W. Zhuo, Z. Zundong and D. Honghui, Traffic Signal Coordinated Control Optimization: A Case Study, pp. 827-831, IEEE CCDC 2012
[10] D. Jia and Z. Chen, Traffic Signal Control Optimization Based on Fuzzy Neural Network, pp. 1015-1018, MIC IEEE 2012
[11] J. Shangtai, H. Zhongsheng, C. Ronghu, W. Danwei and B. Xuhui, Iterative Learning Control Based Phase Splits Strategy for Oversaturated Urban Traffic Network, pp. 3142-3146, Proceedings of the 35th Chinese Control Conference 2016.

OPTIMIZATION OF THE 3P KEYS KERNEL PARAMETERS FOR INTERPOLACION OF AUDIO SIGNALS

Nataša Savić[1], Zoran Milivojević[1]

[1] *The Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, Aleksandra Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia*

Abstract

The first part of this paper describes the 3P Keys interpolation kernel and the algorithm for estimation of optimal kernel parameters. The second part of this paper describes an experiment which was used to testing precision of the audio signal interpolation by 3P Keys kernel. Interpolation was performed over the audio signals from the Test base. The Test base consists of Sine and Audio test signals. The precision of interpolation was performed by using the MSE. The results are displayed in tables and graphs. A detailed comparative analysis showed the superiority of the suggested 3P Keys interpolation kernel over the 1P Keys and 2P Keys interpolation kernels described in related literature.

Keywords: interpolation, interpolation kernel, optimal parameter, audio processing, convolution.

1. INTRODUCTION

Many information systems require audio signals processing. Therefore, there has been made a large number of algorithms which process signals in time and frequency domain. [1]. With discrete electrical signals, there is often a need for real-time interpolation (loss of sample, change of measurement frequency, etc.). Problems with estimation of parameters are quite actual such as frequency and phase, where interpolation is required. Convolutional interpolation is suitable for real-time operation, because it works with a lower-order kernel. For the needs of convolutional interpolation, a large number of kernel have been developed [2]. In paper [3] Keys has suggested parametric convolutional kernel. By introducing the parametric kernels, there is a possibility to affect precision and efficiency interpolation algorithms. The results of the Keys kernel apply at estimation of fundamental frequencies of the speech signal are shown in paper [4]. By choosing the optimal parameter of kernel, it is possible to increase precision of Keys interpolation kernel. There are many algorithms for optimization of kernel parameters. Optimization is performed in: a) time and b) spectral domains. In [4] appliance of parametric kernels is suggested at image processing and the algorithm for assessment of optimal parameter of kernel is suggested α_{opt}. Optimal value at image processing is $\alpha = -0.5$.

In paper [5] is shown two – parametric (α, β) interpolation kernel which has been constructed by expanding 1P Keys kernel [3]. This kernel was named 2P Keys kernel. In paper [6] was decided parameter's optimal value for estimation of fundamental freqency of the speech signal ($\alpha_{opt} = 0.1$, $\beta_{opt} = 0.2975$). In paper [7], an algorithm for optimizing the parameters of the 2P Keys kernel in the spectral domain was presented. In paper [8], the construction of a 3P kernel (α, β, γ) is based on the 1P Keys kernel [3] and was presented. This kernel is called 3P Keys. The optimal values of the 3P Keys kernel parameters were determined for estimating the fundamental frequency of the speech signal ($\alpha_{opt} = -1.7$, $\beta_{opt} = -4.7$, $\gamma_{opt} = -3.8$).

In this paper, by various experiments, the optimal parameters (α_{opt}, $\beta_{opt,}$ γ_{opt}), for the Audio and Sine signals interpolation, are determined. The interpolation was done by applying 1P, 2P and 3P Keys kernel. After that, the MSE interpolation error of Audio and Sine test signal was calculated [4]. Audio test signals were obtained by recording G tones (G1 - G7) by Stainway B concert piano. The recording was realized at Iowa University

Acustics Laboratory (http://theremin.music.uiowa.edu/MIS.html) with *fs* = 44.1 kHz i 16 bps. Sine test signals were created with fundamental frequencies f_0 which respond to the basic tone frequencies G1 - G7. The Sine test signal is superimposed on a series of *n* sinusoidal signals amplitude a_n and frequency $n \cdot f_0$, where is n = 2, ... , 10. Amplitudes were determined by random law in range 0 - 1V. The results of the MSE were displayed by graphics and tables. Comparative analysis data results were done by MSE for 1P, 2P and 3P Keys kernel. Therefore, the efficiency of 3P Keys kernel were estimated.

This paper is organized in the following way: Section 2 describes analytic form of 1P, 2P and 3P Keys kernels. Section 3 shows the Algorithm for the estimation of the optimal parameter values of 3P Keys kernel. Experimental results and analysis are provided in Section 4. The concluding remarks are made in Section 5.

2. KEYS' KERNELS

2.1 1P Keys Kernel

Paper [3] defines the 1P cubic interpolation kernel (1P Keys) as follows:

$$r(x)=\begin{cases}(\alpha+2)|x|^3-(\alpha+3)|x|^2+1, & 0\le|x|\le 1\\ \alpha|x|^3-5\alpha|x|^2+8\alpha|x|-4\alpha, & 1<|x|\le 2\\ 0, & |x|>2\end{cases}, \quad (1)$$

where α is the kernel parameter. The length of 1P Keys kernel is $L = 4$.

2.2 2P Keys kernel

Paper [5] suggests a modification of 1P Keys kernel by introducing a second parameter and in this way, the 2P Keys kernel, of length $L = 6$, was formed. The analytical form of the 2P Keys kernel is:

$$r(x)=\begin{cases}(\alpha-\beta+2)|x|^3-(\alpha-\beta+3)|x|^2+1, & 0\le|x|\le 1\\ \alpha|x|^3-(5\alpha-\beta)|x|^2+(8\alpha-3\beta)|x|-(4\alpha-2\beta), & 1<|x|\le 2\\ \beta|x|^3-8\beta|x|^2+21\beta|x|-18\beta, & 2<|x|\le 3\\ 0, & |x|>3\end{cases}, \quad (2)$$

where α and β are kernel parameters. For $\beta = 0$ the 1P Keys kernel is obtained (Eq. (1)).

2.3 3P Keys kernel

Paper [8] defines the 3P interpolation kernel as follows:

$$r(x)=\begin{cases}(\alpha-\beta+\gamma+2)|x|^3+(-\alpha+\beta-\gamma-3)|x|^2+1, & 0\le|x|\le 1\\ \alpha|x|^3+(-5\alpha-\beta-\gamma)|x|^2+(8\alpha-3\beta+3\gamma)|x|+(-4\alpha+2\beta-2\gamma), & 1<|x|\le 2\\ \beta|x|^3+(-8\beta+\gamma)|x|^2+(21\beta-5\gamma)|x|+(-18\beta+6\gamma), & 2<|x|\le 3\\ \gamma|x|^3-11\gamma|x|^2+40\gamma|x|-48, & 3<|x|\le 4\\ 0, & |x|>4\end{cases}, \quad (3)$$

were α, β and γ are kernel parameters. When $\gamma = 0$ the 2P Keys kernel is obtained [5]. When $\gamma = 0$ and $\beta = 0$ the 1P Keys kernel is obtained [3]. This is why the kernel suggested in the paper [8] was named 3P Keys kernel. The length of 3P Keys kernel is $L = 8$. Figure 1 shows 3P Keys kernel for different parameter values α, β and γ.

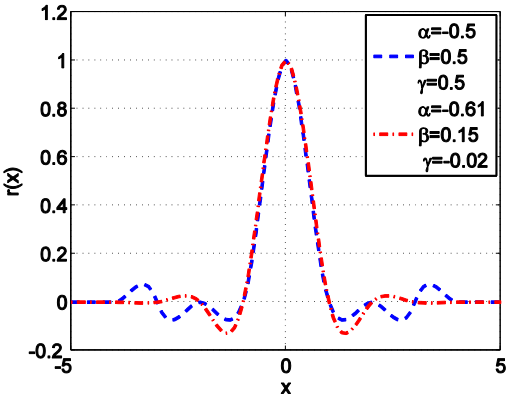


Fig. 1. *3P Keys kernel.*

3P Keys kernel can be decomposed to a sum of components:

$$r(x)=r_0(x)+\alpha r_1(x)+\beta r_2(x)+\gamma r_3(x), \quad (4)$$

$$r_0(x)=\begin{cases}2|x|^3-3|x|^2+1, & 0\le|x|\le 1\\ 0, & |x|>1\end{cases}, \quad (5)$$

$$r_1(x)=\begin{cases}|x|^3-|x|^2, & 0\le|x|\le 1\\ |x|^3-5|x|^2+8|x|-4, & 1<|x|\le 2\\ 0, & |x|>2\end{cases}, \quad (6)$$

$$r_2(x)=\begin{cases}-|x|^3+|x|^2, & 0\le|x|\le 1\\ |x|^2-3|x|+2, & 1<|x|\le 2\\ |x|^3-8|x|^2+21|x|-18, & 2<|x|\le 3\\ 0, & |x|>3\end{cases}, \quad (7)$$

and

$$r_3(x)=\begin{cases}|x|^3-|x|^2, & 0\le|x|\le 1\\ -|x|^2+3|x|-2, & 1<|x|\le 2\\ |x|^2-5|x|+6, & 2<|x|\le 3\\ |x|^3-11|x|^2+40|x|-48, & 3<|x|\le 4\\ 0, & |x|>4\end{cases}. \quad (8)$$

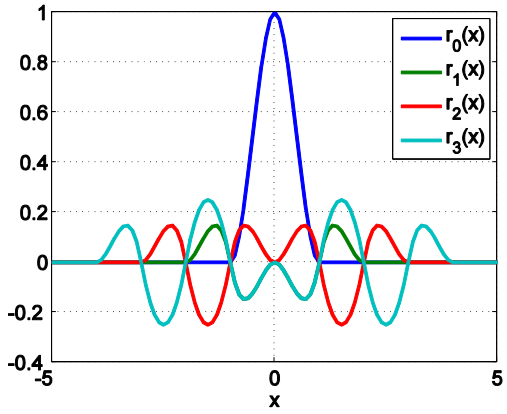


Fig. 2. *3P Keys kernel components.*

3. ALGORITHM FOR THE ESTIMATION OF THE OPTIMAL KERNEL PARMETERS

Algorithm for the estimation of the optimal parameter values (α_{opt}, β_{opt}, γ_{opt}) for interpolation kernel r is realized in the following steps:

Input: X - test signal, N – signal length, L – kernel length, r_0, r_1, r_2 and r_3 – kernel components, $\alpha_{\min}$, $\Delta\alpha$, $\alpha_{\max}$, $\beta_{\min}$, $\Delta\beta$, $\beta_{\max}$, $\gamma_{\min}$, $\Delta\gamma$, $\gamma_{\max}$

Output: α_{opt}, β_{opt}, γ_{opt}.

FOR $\gamma = \gamma_{\min}: \Delta\gamma : \gamma_{\max}$

FOR $\beta = \beta_{\min}: \Delta\beta : \beta_{\max}$

FOR $\alpha=\alpha_{\min} : \Delta\alpha : \alpha_{\max}$

Step 1: Construction of the kernel:

$$r = r_0 + \alpha r_1 + \beta r_2 + \gamma r_3. \quad (9)$$

Step 2: The length of interpolation block is:

$M = 2\cdot L\text{-}1.$

FOR $I = 1 : N\text{-}M\text{+}1$

Step 3: Selecting the I-th block:

$X_I = X(1:I+M-1).$

Step 4: Estimation of $\hat{x}_I$ by applying PCC:

$$\hat{x}_I = X_I[1:2:M] \otimes r,$$

where the symbol $\otimes$ stands for convolution.

Step 5. Estimation error:

$$e(I) = X_I(L) - \hat{x}_I.$$

END I

Step 6: Mean square error of estimation of 1P kernel:

$$MSE_\alpha(\alpha) = \frac{1}{N-M+1}\sum_{k=1}^{N-M+1}|e(k)|^2. \quad (10)$$

END α

Step 7: Mean square error of estimation of 2P kernel:

$$MSE_{\alpha\beta}(\beta) = MSE_\alpha. \quad (11)$$

END β

Step 8: Mean square error of estimation of 3P kernel:

$$MSE_{\alpha\beta\gamma}(\gamma) = MSE_{\alpha\beta}, \quad (12)$$

END γ

Step 9. Optimal values of 3P kernel parameters:

$$(\alpha_{opt}, \beta_{opt}, \gamma_{opt}) = \arg\min_{\alpha,\beta,\gamma}(MSE_{\alpha\beta\gamma}). \quad (13)$$

4. EXPERIMENTAL RESULTS AND ANALYSIS

4.1 The Experiment

A Test signal base was formed consisting of Sine and Audio test signals. Then, the interpolation of test signals was conducted by using 1P, 2P and 3P Keys kernels and the precision of interpolation was estimated. Interpolation was carried out by using the algorithm described in Section 3. The precision of interpolation was shown by using MSE. After that, a detailed comparative analysis of the results was conducted.

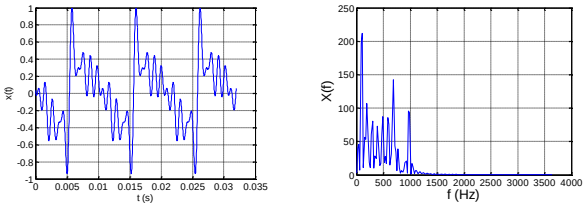
4.2 The Base

The base consists of: a) Sine and b) Audio test signals. A Sine test signal is defined as:

$$s(t) = \sum_{i=1}^{K} a_i \sin(2\pi i f_0 t), \quad (14)$$

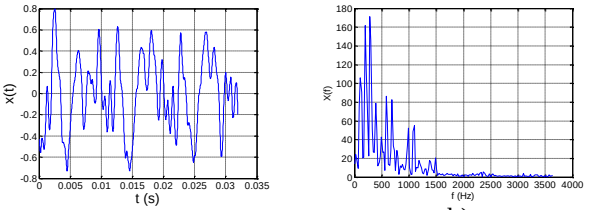
where f_0 is the fundamental frequency, a_i the amplitude of i-th harmonic and K is the

number of harmonics. A base of Sine test signals was created which have fundamental frequencies that correspond to tones G1 (SinG1, f_0 = 49Hz), G2 (SinG2, f_0 = 98Hz), G3 (SinG3, f_0 = 196Hz), G4 (SinG4, f_0 = 392Hz), G5 (SinG5, f_0 = 783.99Hz), G6 (SinG6, f_0 = 1567.98Hz), G7 (SinG7, f_0 = 3135.96Hz) and to parameters K = 10, and amplitudes a_i ={0.98, 0.34, 0.2, 0.2, 0.34, 0.18, 0.19 0.2, 0.34, 0.1}. The Sine test signal which corresponds to tone G2, f_0 = 98 Hz, is shown in: a) Fig. 3.a (time domain) and b) Fig.3.b (spectral domain). Audio test signals were acquired by recording G tones (G1 - G7) on a Steinway B concert piano. The recording was performed in the acoustics laboratory of Iowa University. The test signals were archived on the hard disc in the form of **wav** files. The recording was carried out by using *fs* = 44.1 kHz and 16 bps. Audio test signal of the tone G2 (f_0 = 98 Hz), and is presented in: a) Fig. 4.a (time domain) and b) Fig.4.b (spectral domain).



a) b)

Fig. 3. *Sine test signal (SinG2, f_0 = 98 Hz): a) time and b) spectral domain.*

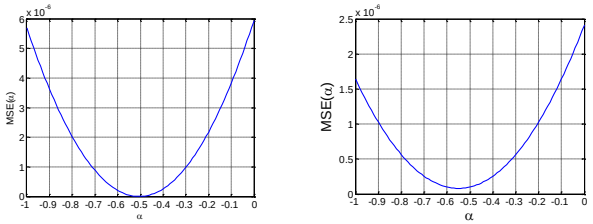


a) b)

Fig. 4. *Audio test signal (tone G2, f_0 = 98 Hz): a) time and b) spectral domain.*

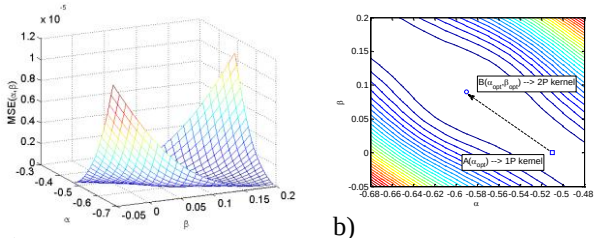
4.3 Results

Fig. 5 – Fig. 7 graphically show the results of MSE obtained by the application of algorithm for estimating the interpolation kernel parameters (Section 3). Fig. 5 presents the mean square error of estimate MSE_α (Eq. (10)) by using 1P Keys kernel for: a) Sine test signal (SinG2, f_0 = 98 Hz) and b) Audio test signal (tone G2, f_0 = 98 Hz). Fig. 6.a shows the $MSE_{\alpha\beta}$ (Eq. (11)) for 2P Keys kernel for Sine test signal (SinG2). Fig. 6.b shows the position of the minimum MSE for Keys 1P (point A) and Keys 2P (point B) in the plane ($\alpha\beta$). Fig. 7.a shows $MSE_{\alpha\beta}$ (Eq. (11)) for 2P Keys kernel for Audio test signal (G2). Fig. 7.b presents the minimum positions of MSE for Keys 1P (point A) and Keys 2P (point B) in the plane ($\alpha\beta$). Fig. 8 shows the trajectory of minimal error (MSEsin_3P) for Sine test signals SinG1 - SinG7. Fig. 9 shows the trajectory of minimal error (MSEas_3P) for Audio test signals G1 - G7.



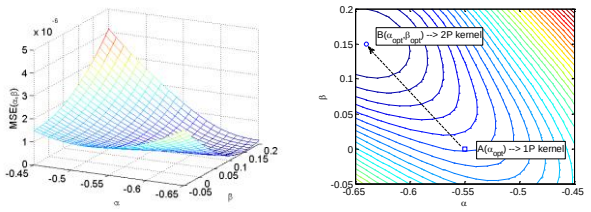
a) b)

Fig. 5. *MSE_α for: a) Sine test signal (f_0 = 98Hz) and b) Audio test signal (tone G2, f_0 = 98Hz)*



a) b)

Fig. 6. *a) Mean square error $MSE_{\alpha\beta}$ for Sine test signal (Fig. 3.a) and b) position of the minimum MSE (point A(α_{opt}, β_{opt})) in plane ($\alpha\beta$).*



a) b)

Fig. 7. *a) Mean square error $MSE_{\alpha\beta}$ for Audio test signal (Fig. 4.a) and b) position of the minimum MSE (point A(α_{opt}, β_{opt})) in plane ($\alpha\beta$).*

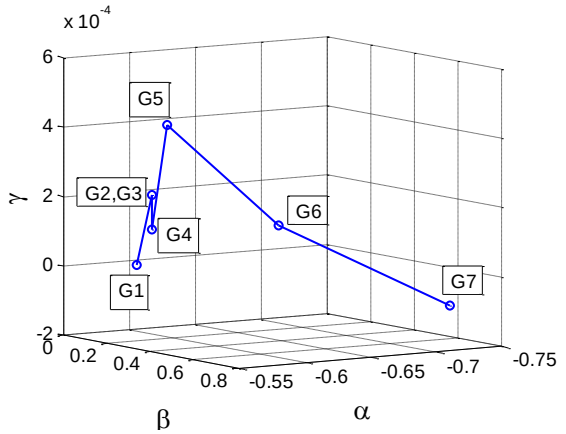


Fig. 8. *Trajectory of minimal error (MSE_{sin_3P}) for Sine test signals SinG1 - SinG7.*

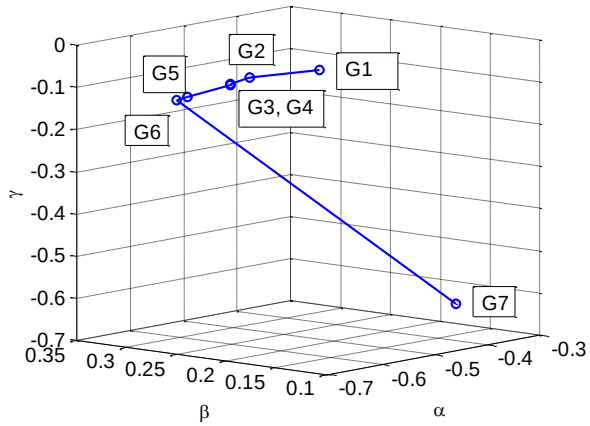


Fig. 9. *. Trajectory of minimal error (MSE_{as_3P}) for Audio test signals G1 - G7.*

Optimal values of kernel parameters and minimal values of MSE for Sine signals are shown in: a) Table 1 (1P Keys, Eq. (10)), b) Table 2 (2P Keys, Eq. (11)) and c) Table 3 (3P Keys, Eq. (12)). Optimal values of kernel parameters and minimal values of MSE for Audio signals are shown in: a) Table 4 (1P Keys, Eq. (10)), b) Table 5 (2P Keys, Eq. (11)) and c) Table 6 (3PKeys, Eq. (12)). All of the tables show the mean values of optimal parameters and minimal values of MSE.

Table 1. *. Minimal MSE for1P Keys kernel for a Sine test signal.*

Ton	$\alpha_{opt_sin_1P}$	MSE_{sin_1P}
SinG1	-0.50	$1.8923 * 10^{-14}$
SinG2	-0.51	$5.5837*10^{-10}$
SinG3	-0.51	$3.5330*10^{-10}$
SinG4	-0.53	$2.0597*10^{-8}$
$SinG_5$	-0.50	$1.6222*10^{-9}$
$SinG_6$	-0.52	$7.1682*10^{-10}$
$SinG_7$	-0.58	$1.2600*10^{-7}$
	$\overline{\alpha_{opt_sin_1P}}$	$\overline{MSE_{sin_1P}}$
	-0.5214	$2.1407*10^{-8}$

Table 2. *Minimal MSE for 2P Keys kernel for a Sine test signal.*

Ton	$\alpha_{opt_sin_2P}$	$\beta_{opt_sin_2P}$	MSE_{sin_2P}
$SinG_1$	-0.59	0.09	$3.1737 *10^{-17}$
$SinG_2$	-0.59	0.09	$1.9511*10^{-12}$
$SinG_3$	-0.60	0.10	$3.0627*10^{-12}$
$SinG_4$	-0.60	0.10	$1.2895*10^{-11}$
$SinG_5$	-0.59	0.09	$4.0466*10^{-12}$
$SinG_6$	-0.68	0.20	$5.9297*10^{-12}$
$SinG_7$	-0.74	0.62	$2.33382*10^{-11}$
	$\overline{\alpha_{opt_sin_2P}}$	$\overline{\beta_{opt_sin_2P}}$	$\overline{MSE_{sin_2P}}$
	-0.6271	0.1843	$7.3176*10^{-12}$

Table 3. *Minimal MSE for 3P Keys kernel for a Sine test signal.*

Ton	$\alpha_{opt_sin_3P}$	$\beta_{opt_sin_3P}$	$\gamma_{opt_sin_3P}$	MSE_{sin_3P}
$SinG_1$	-0.59	0.09	0	$3.1737 *10^{-17}$
$SinG_2$	-0.60	0.10	$2*10^{-4}$	$2.9565*10^{-13}$
$SinG_3$	-0.60	0.10	$2*10^{-4}$	$1.8452*10^{-13}$
$SinG_4$	-0.60	0.10	$1*10^{-4}$	$1.2337*10^{-11}$
$SinG_5$	-0.61	0.11	$4*10^{-4}$	$2.2423*10^{-14}$
$SinG_6$	-0.68	0.20	$1*10^{-4}$	$5.626*10^{-12}$
$SinG_7$	-0.74	0.62	$-1*10^{-4}$	$1.2838*10^{-12}$
	$\overline{\alpha_{opt_sin_3P}}$	$\overline{\beta_{opt_sin_3P}}$	$\overline{\gamma_{opt_sin_3P}}$	$\overline{MSE_{sin_3P}}$
	-0.6314	0.1886	$1.285*10^{-4}$	$2.8213*10^{-12}$

Table 4. *Minimal MSE for 1P Keys kernel for an Audio test signal.*

Ton	$\alpha_{opt_as_1P}$	MSE_{as_1P}
G1	-0.54	$2.2631*10^{-8}$
G2	-0.55	$8.1281*10^{-8}$
G3	-0.62	$1.7879*10^{-7}$
G4	-0.65	$9.7925*10^{-7}$
G5	-0.62	$1.0081*10^{-6}$
G6	-0.62	$5.2395*10^{-6}$
G7	-0.64	$2.5157*10^{-6}$
	$\overline{\alpha_{opt_as_1P}}$	$\overline{MSE_{as_1P}}$
	-0.6057	$1.4322*10^{-6}$

Table 5. *Minimal MSE for 2P Keys kernel for an Audio test signal.*

Ton	$\alpha_{opt_as_2P}$	$\beta_{opt_as_2P}$	MSE_{as_2P}
G1	-0.62	0.13	$1.8908*10^{-8}$
G2	-0.64	0.15	$4.0060*10^{-8}$
G3	-0.66	0.19	$3.9157*10^{-8}$
G4	-0.66	0.22	$1.5187*10^{-7}$
G5	-0.70	0.25	$3.2031*10^{-7}$
G6	-0.73	0.31	$1.6017*10^{-6}$
G7	-0.66	0.32	$1.1134*10^{-6}$
	$\overline{\alpha_{opt_as_2P}}$	$\overline{\beta_{opt_as_2P}}$	$\overline{MSE_{as_2P}}$
	-0.6671	0.2243	$4.6934*10^{-7}$

Table 6. *Minimal MSE for 3P Keys kernel for an Audio test signal.*

Ton	$\alpha_{opt_as_3P}$	$\beta_{opt_as_3P}$	$\gamma_{opt_as_3P}$	MSE_{as_3P}
G1	-0.62	0.15	0.0137	$1.8792*10^{-8}$
G2	-0.62	0.22	-0.0522	$3.4705*10^{-8}$
G3	-0.60	0.25	-0.825	$2.6165*10^{-8}$
G4	-0.60	0.25	-0.0855	$7.2428*10^{-8}$
G5	-0.55	0.32	-0.1476	$1.2647*10^{-7}$
G6	-0.57	0.32	-0.1495	$8.1891*10^{-7}$
G7	-0.42	0.12	-0.6057	$2.6207*10^{-7}$
	$\overline{\alpha_{opt_as_3P}}$	$\overline{\beta_{opt_as_3P}}$	$\overline{\gamma_{opt_as_3P}}$	$\overline{MSE_{as_3P}}$
	-0.5686	0.2329	-0.2645	$1.9422*10^{-7}$

4.4 Analysis of the results

Based on experimental results 1P Keys (Tbl. 1 and Tbl. 4), 2P Keys (Tbl. 2 and Tbl. 5) and 3P Keys kernel (Tbl. 3 and Tbl. 6) by their mutual comparison MSE shows that the application of 3P Keys kernel error is for:

a) Sine test signal: is i) 1P $\rightarrow$ $\overline{MSE_{\sin_1P}}$ / $\overline{MSE_{\sin_3P}}$ = $2.1407*10^{-8}$ / $2.8213*10^{-12}$ = $7.5876*10^{3}$, 2P $\rightarrow$ $\overline{MSE_{\sin_2P}}$ / $\overline{MSE_{\sin_3P}}$ = $7.3176*10^{-12}$ / $2.8213*10^{-12}$ = 2.5937 times smaller.

b) Audio test signal: is i) 1P $\rightarrow$ $\overline{MSE_{as_1P}}$ / $\overline{MSE_{as_3P}}$ = $1.4322*10^{-6}$ / $1.9422*10^{-7}$ = 7.374, 2P $\rightarrow$ $\overline{MSE_{as_2P}}$ / $\overline{MSE_{as_3P}}$ = $4.6934*10^{-7}/1.9422*10^{-7}$ = 2.4166 times smaller.

By comparison of MSE experimental results for Audio and Sine signals by 3P Keys kernel application (Tbl. 6 and Tbl. 3 was concluded that is $\overline{MSE_{as_3P}}$ / $\overline{MSE_{\sin_3P}}$ = $1.9422*10^{-7}/ 2.8213*10^{-12} = 6.8839*10^{4}$ times smaller error with Sine test signal interpolation.

CONCLUSION

In this paper, the optimization of 3P Keys interpolation kernel parameters was conducted. Parameter optimization was conducted by experiments. The experiment in which the precision of Sine and Audio test signals interpolation was conducted. Interpolation precision was expressed via MSE. Detailed comparative analysis shows that 3P Keys kernel with experimentally determined optimal parameters is more precision than 1P Keys kernel and 2P Keys kernel.

Based on displayed results, it has been concluded that 3P Keys kernel is more superior than 1P Keys kernel and 2P Keys kernel and that the interpolation errors were numerically very small. 3P Keys kernel with optimal parameters is suitable for implementation in convolutional interpolation for real-time regime.

REFERENCE

[1] A. Klapuri, ''Multiple fundamental frequency estimation based on harmonicity and spectral smoothness", IEEE Transactions On Audio, Speech, And Language Processing, Vol. 11, No. 6, pp. 804-816, 2003.

[2] E. Meijering, M. Unser, ''A Note on Cubic Convolution Interpolation", IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 12, No. 4, pp. 447-479, 2003.

[3] R. G. Keys, ''Cubic convolution interpolation for digital image processing", IEEE Trans. Acout. Speech, & Signal Processing, vol. ASSP-29, pp. 1153-1160, Dec. 1981.

[4] H. S. Pang, S.J. Baek, K.M. Sung, ''Improved Fundamental Frequency Estimation Using Parametric Cubic Convolution", IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, No. 12, pp. 2747-2750, Dec. 2000.

[5] R. Hanssen, R. Bamler, ''Evaluation of Interpolation Kernels for SAR Interferometry", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 37, no.1, pp. 318-321, Jan. 1999.

[6] Z. Milivojević, D. Brodić, ''Estimation Of The Fundamental Frequency Of The Real Speech Signal Compressed By MP3 Algorithm", Archives of Acoustics, Vol. 38. No. 3, pp. 363-373, 2013.

[7] Z. Milivojević, N. Savić, D. Brodić, P. Rajković, ''Optimization Parameters of Two Parameter Keys Kernel in the Spectral Domain", XV Internacional Scientific-Professional Symposium INFOTEH-Jahorina 2016.

[8] Z. Milivojević, N. Savić, D. Brodić, ''Three-Parametric Cubic Convolution Kernel For Estimating The Fundamental Frequency Of The Speech Signal", Computing and Informatics, Vol. 36, pp. 449-469, 2017.

EVALUATION OF THE INFLUENCE OF PINK NOISE (PN) ON THE INTELLIGIBILITY OF SPEECH IN THE SERBIAN LANGUAGE, USING SERBIAN MATRIX SENTENCE TEST (SMST) BASE AND STOI ALGORITHM

Dijana Kostić[1], Marina Milivojević[2], Zoran Milivojević[3]
[1]*Geonais Niš, Serbia*
[2]*Mikkelsen Electronics, Niš, Serbia,*
[3]*College of Applied Technical Sciences of Niš, Serbia*

Abstract
The first part of the paper describes the influence of Pink Noise (PN) and early reflection on intelligibility of sentences spoken on Serbian language, obtained from Serbian Matrix Sentence Test (SMST) base. Experiment was performed by objective method, using STOI test (STOI algorithm). In the second part of the paper the results of experiments, are shown in tabular and graphical form. By comparing the obtained results with the results of similar tests, and International Standard IEC 60268-16 the conclusion of intelligibility was brought.

Keywords: Intelligibility, SMST, Pink Noise, STOI.

1. INTRODUCTION

In the speech communication there are: the source that sends the message and the recipients who receives the message. In the transmitting a voice signal, we have a diffrent type of interference. The type and level of noise have, a diffrent influence on intelligibility. Intelligibility represented the measure intelligibility of speech in different conditions: a) background noise (industrial [1], babble [2], wind [3]), b) spatial effect (reverberation, early reflection [4]), c) distortion (equipment problems). Whatever form the noise takes, it will have influence to intelligibility when noise, and consonants of speech falls in the same frequency range. Different autors have a diffrent aprouch to the problem of the intelligibility. To determine the intelligibility, the researchers using test list with: a) words (meaning [5], without meaning-logatom [6]), or sentence (sematically corect [7] or matrix - syntactically defined [8]). In the paper [4] speech intelligibility was measured in diffuse noise by varyying the signal-to-noise ratio by either increasing the direct sound energy, or the energy of the early reflections. Arweiler and Buchholz, concluded that temporal integration of early reflections was facilitated when they arrived from the same direction as the direct sound. In addition, they found that speech intelligibility was better in binaural than in monaural listening conditions by 2 to 3 dB, which could be explained by spatial unmasking in the presence of the diffuse masker [4].

This paper analyzed the influence of early reflections, pink and diffuse noise on speech intelligibility in the Serbian language, using matrix sentences, obtained from the SMST base [9]. The experiment was performed in the College of Applied Technical Sciences of Niš, Serbia, using an objective test method, STOI test. The result intelligibility of sentence was determined using the dSTOI coefficient (using the STOI algorithm)[10]. The coefficient dSTOI goes in range from $0 \div 1$, where 0 is absolute inintelligibility and 1 is absolute intelligibility. By comparing results with the results of similar tests and the standard IEC 60268-16: 11 the conclusion of intelligibility was brought.

The organization of work is as follows. Section 2 describes early reflections and pink

noise. Section 3 describes the experiment, results and analysis of results of experiment. Section 4 is the conclusion.

2. EARLY REFLECTION AND PINK NOISE

The early reflection

The early reflection is defined as the sound observed within 50ms-80ms time delay after the arrival of the direct sound [11], where 50ms is is limit for speech, and 80ms for music. In paper [12] was shown that the reflection and increase of the delay time can increase intelligibility. In this paper was analyzing the influence of early reflection, with a time of delay Δt, from 0 to 50 ms.

Pink noise

In pink noise (PN), there is equal energy in all octaves of frequency, and power at a constant bandwidth of pink noise falls off at 3 dB per octave. The noise is subjectively hissy, unpleasant quality if presented at a volume that can provide significant acoustical privacy. Pink noise have same frequency balance as speech that so it provides the better masking, then white noise, but less then babble noise. The Fig.1 represents the spectral characteristic of pink noise.

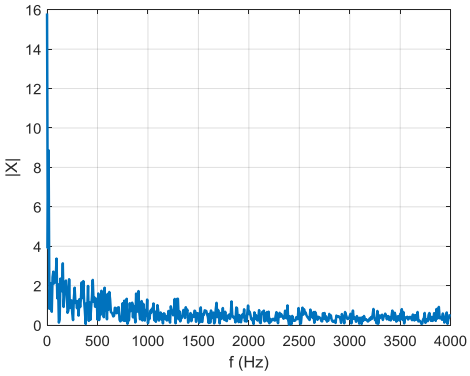


Fig. 1. *Spectral characteristic of Pink Noise (PN)*

3. EXPERIMENTAL RESULTS AND ANALYSIS

This section describes an experiment, performed to determine the intelligibility of sentences from the SMST base in the presence of pink and diffuse noise and early reflections.

3.1. EXPERIMENT

The experiment was realized in the following steps, shown in the block diagram in Fig.2:

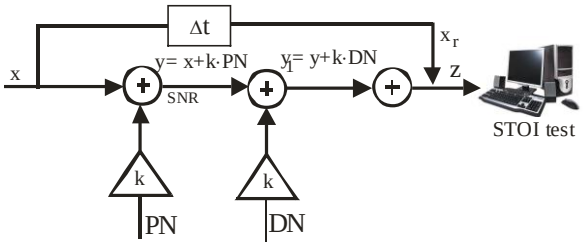


Fig. 2. *Block diagram of generated signal* ***z,*** *used for testing intelligibility with STOI tests*

By combining words from the SMST base, matrix sentences were obtained that represent a pure speech signal x. The speech signal is superimposed with pink noise, and using the parameter k we define the desired signal-to-noise ratio SNR = {-5, -2, 0} dB to get the signal y. The signal y is superimposed with the diffuse noise, y_1, also with a predefined signal-to-noise ratio SNR = {-5, -2, 0} dB. The signal used for binaural testing is obtained by sum the signal with noise y_1 and the reflected speech signal of signal x_r (generated in the circuit Δt). The parameters used during the performance of the experiment are: a) the angle of the speech signal ϕs = 0°, b) angle of reflection ϕn = 0°, c) angle of diffuse noise ϕDN = 0 : 5 : 360°, d) amplitude of reflection Ar=1, e) delay time between direct sound and reflection Δt = {0, 10, 25, 50} ms. Intelligibility was tested by STOI test [9] for both ears separately, for the case when SNR_{PN} and SNR_{DN}: a) equal and b) different. The results are presented in table and graphs form. After that, a comprehensibility analysis was performed based on the obtained values of the dSTOI coefficient.

SMST base

Sentences used for intelligibility testing were obtained from the SMST database described in [2]. The words were spoken in Serbian language, and they were recorded in studio of "Banker Radio" in Niš readed by a professional female speaker. Sentences are obtained by combining words by a computer, according to a random law, with a precisely defined sentence structure: name-verb-number-adjective-noun. The sampling frequency is Fs = 8kHz

3.2. THE RESULTS

The intelligibility results obtained using the STOI test (dSTOI coefficient) are shown in Tables 1-2 and the Fig 14-18. Table 1 shows the intelligibility of sentences in the presence of pink and diffuse noise for SNR_{PN}= SNR_{DN}. Table 2 shows the intelligibility of sentences in the presence of pink and diffuse noise for SNR_{PN}= SNR_{DN}, while Table 3 shows the mean values of intelligibility when the delay time is disregard Δt. An example of the time form of one of the tested sentences (”Danica pravi pet lepih brodova”) is given in Fig.3, for SNR_{PN}= SNR_{DN}=0dB and Δt=10ms.

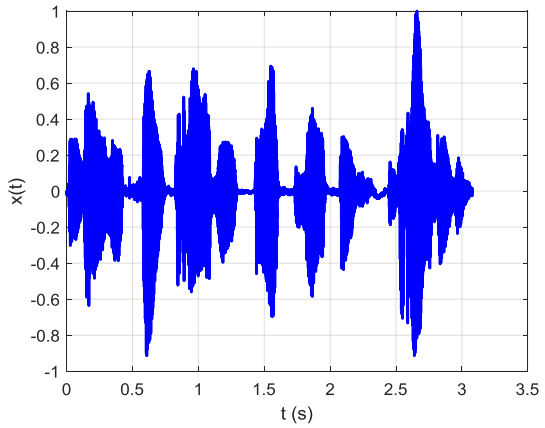


Fig. 3. *Time characteristic of speech signal of sentence from SMST base*

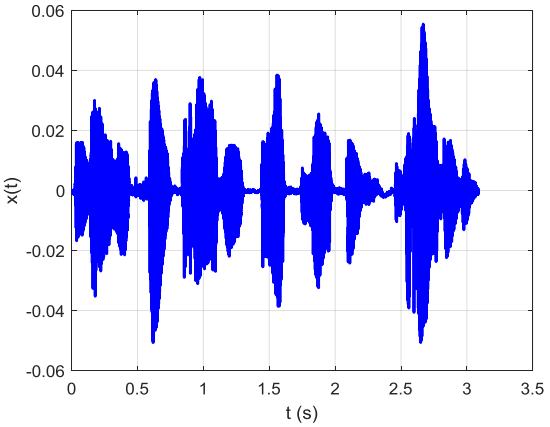


Fig.4. *Time characteristic of reflected speech signal*

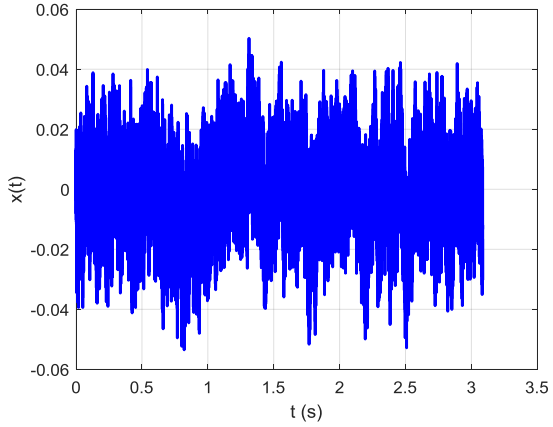


Fig.5. *Time characteristic of noise*

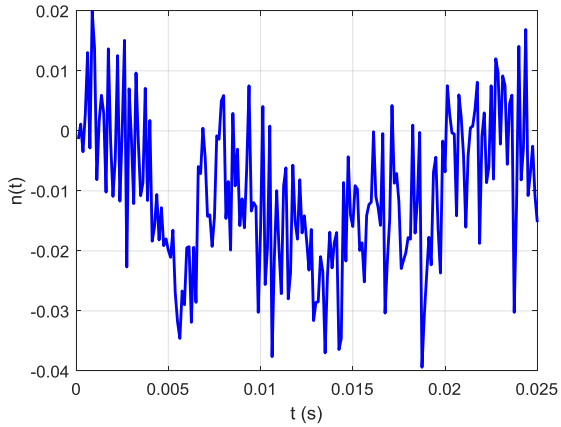


Fig.6. *Time characteristic of noise (detailed)*

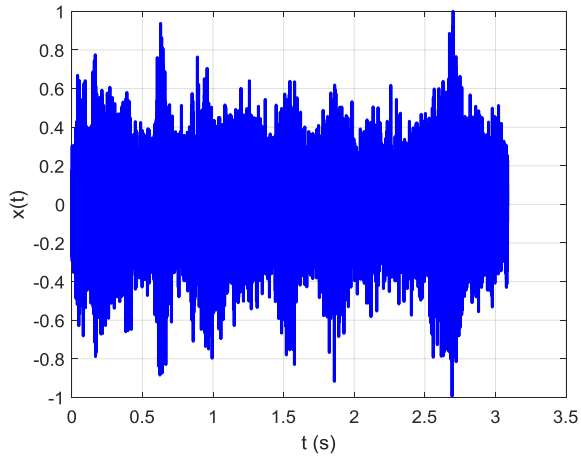


Fig.7. *Time characteristic of generated test signal*

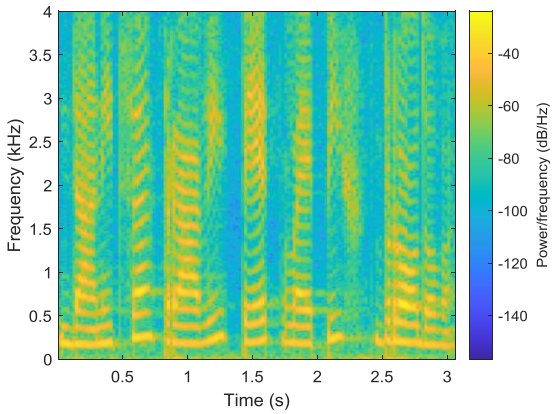


Fig.8. *Spectral characteristic of speech signal*

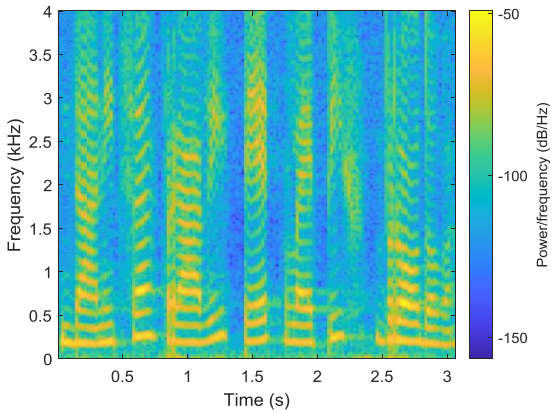


Fig.9. *Spectral characteristic of reflected speech signal*

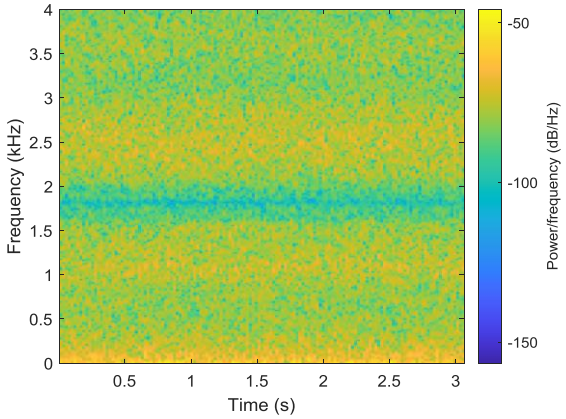


Fig.10. *Spectral characteristic of noise*

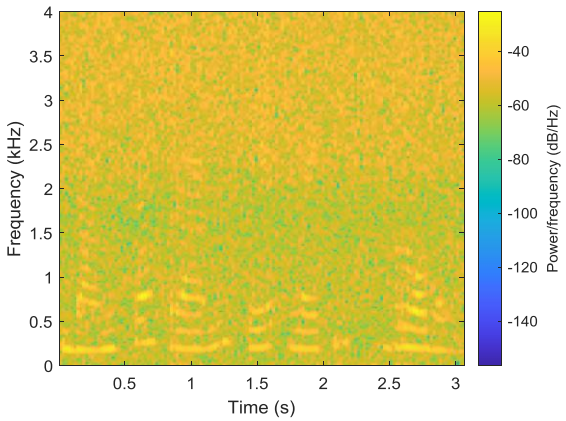


Fig.11. *Spectral characteristic of generated test signal*

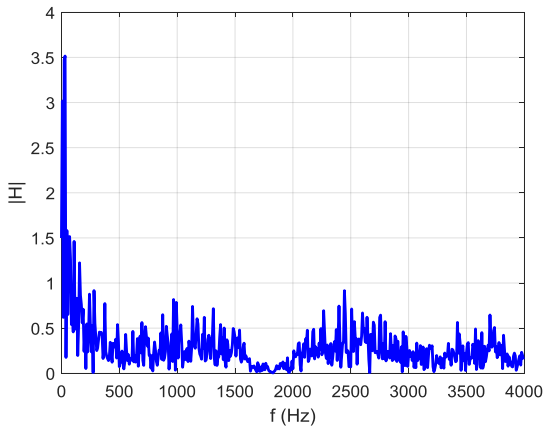


Fig.12. *Spectral characteristic of noise (detailed)*

Table 1. Intelligibility of sentence in the presence of PN and DN, $SNR_{PN} \neq SNR_{DN}$

Intelligibility						
SNR (dB)	**dSTOI**	**Δt (ms)**				
		0	**10**	**25**	**50**	**μ**
-2	$dSTOI_L$	0,7442	0,6199	0,5954	0,5768	0,6341
	$dSTOI_R$	0,7469	0,6226	0,6048	0,5764	0,6377
-5	$dSTOI_L$	0,7285	0,6230	0,6034	0,5585	0,6284
	$dSTOI_R$	0,7321	0,6250	0,6048	0,5650	0,6317

Table 2. Intelligibility of sentence in the presence of PN and DN, $SNR_{PN} = SNR_{DN}$

Intelligibility						
SNR (dB)	**dSTOI**	**Δt (ms)**				
		0	**10**	**25**	**50**	**μ**
0	$dSTOI_L$	0,7172	0,6311	0,6074	0,5704	0,6315
	$dSTOI_R$	0,7195	0,6335	0,6097	0,5681	0,6331
-2	$dSTOI_L$	0,6865	0,5861	0,5767	0,5020	0,5878
	$dSTOI_R$	0,6876	0,5921	0,5735	0,5218	0,5937
-5	$dSTOI_L$	0,6259	0,5738	0,5302	0,4971	0,5568
	$dSTOI_R$	0,6269	0,5537	0,5362	0,5042	0,5552

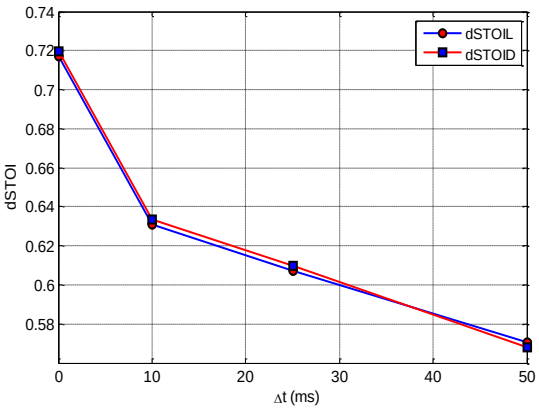


Fig. 14. *Intelligibility of sentence, STOI test for $SNR_{PN}=SNR_{DN}=0dB$*

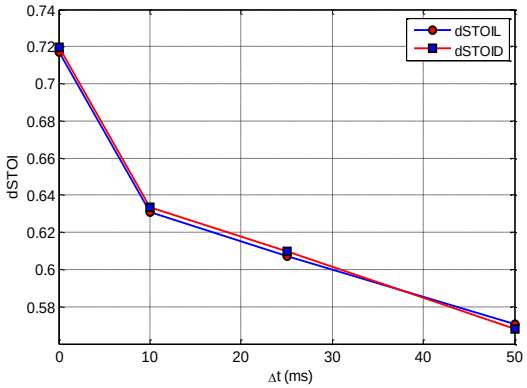


Fig. 15. *Intelligibility of sentence, STOI test for SNR_{PN}=-2dB, SNR_{DN}=0dB*

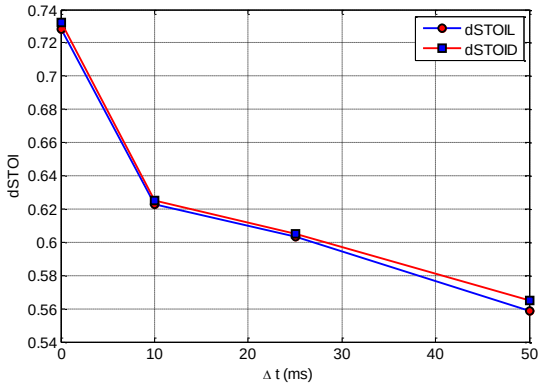


Fig. 16. *Intelligibility of sentence, STOI test SNR_{PN}=-5dB, SNR_{DN}=0dB*

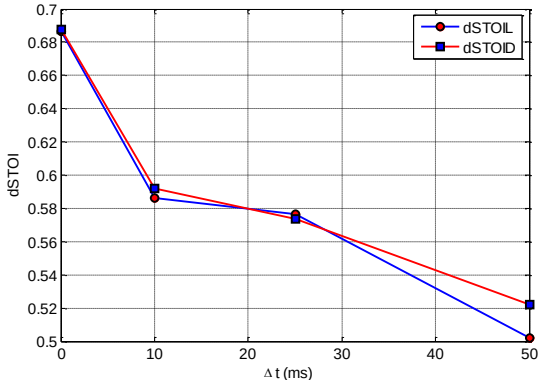


Fig. 17. *Intelligibility of sentence, STOI test for SNR_{PN}=SNR_{DN}=-2dB*

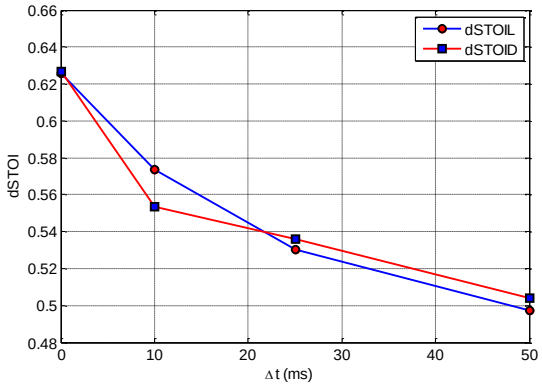


Fig. 18. *Intelligibility of sentence, STOI test for SNR_{PN}=SNR_{DN}=-5dB*

3.3. ANALYSIS OF RESULTS

Analyzing the results shown in Tables 1-2 and the Fig. 14-18 can be concluded that intelligibility of sentences for Δt={0,10,25,50} (ms) goes in range:

for SNR_{PN}=0dB, SNR_{DN}=-2dB:
a) from 0,5768 to 0,7442 for left ear,
b) from 0,5764 to 0,7469 for right ear,

for SNR_{PN}=0dB, SNR_{DN}=-5dB:
a) from 0,5585 to 0,7285 for left ear,
b) from 0,5650 to 0,7321 for right ear,

for SNR_{PN}=SNR_{DN}=0dB:
a) from 0,5704 to 0,7172 for left ear,
b) from 0,5681 to 0,7195 for right ear,

for SNR_{PN}=SNR_{DN}=-2dB
a) from 0,5020 to 0,6865 for left ear,
b) from 0,5218 to 0,6876 for right ear,

for SNR_{PN}=SNR_{DN}=-5dB
a) from 0,4971 to 0,6259 for left ear,
b) from 0,5042 to 0,6269 for right ear,

Analyzing the results shown in Tables 1 and 2, if we disregard the influence of the delay time Δt (ms), it can be concluded that the mean value intelligibility of sentence μ:

for SNR_{PN}=0dB, SNR_{DN}=-2dB:
a) 0,6341- left ear,
b) 0,6377 - right ear,

for SNR_{PN}=0dB, SNR_{DN}=-5dB:
a) 0,6284 - left ear,
b) 0,6317 - right ear,

for SNR_{PN}=SNR_{DN}=0dB:
a) 0,6315 - left ear,
b) 0,6331 - right ear,

for SNR_{PN}=SNR_{DN}=-2dB
a) 0,5878 - left ear,
b) 0,5937 - right ear,

for SNR_{PN}=SNR_{DN}=-5dB
a) 0,5568 - left ear,
b) 0,5552 - right ear,

Using comparative analysis and comparing with the standard IEC 60268-16: 2011, it is concluded that intelligibility belongs to the classification of poor intelligibility (0÷89%).

4. CONCLUSION

In this paper, speech intelligibility was tested in the presence of pink (PN) and diffuse (DN) noise under the influence of early reflections, for SNR values = {-5, -2, 0} dB, using sentences from the SMST database. The test results show that there is a difference in intelligibility between the left and right ear, in favor of the right, where the results of a little bit better intelligibility are present. Comparing the results of speech signal intelligibility in the presence of Gaussian and diffusion noise [13], with the influence of early reflections, it is noticed that there is no significant deviation in the results, but there is a difference in signal intelligibility in relation to the ear.

The hypothesis in [12] that the reflection and increase of the delay time can increase intelligibility, it is not confirmed here, because with the increase of the time of delay we also have a decrease of intelligibility.

REFERENCE

[1] Milivojević Z., Kostić D., Brodić D., "The Influence of Industrial Noise on the Performance of Speech Intelligibility Serbian Sentence Matrix Test", ICEST Niš, pp., 2017.

[2] Kostić D., Milivojević Z., Veličković Z., "The influence of early reflections and Babble noise on the intelligibility of speech signal", ICEST 2019, Ohrid, Macedonia.

[3] Milivojević Z., Kostić D., Veličković Z., Brodić D., "Efekat dejstva akustičke smetnje tipa vetar na razumljivost govora", INFOTEH Jahorina, pp., 2018.

[4] Arweiler, I., Buchholz, J. M. "The influence of spectral characteristics of early reflections on speech intelligibility", Journal of the Acoustical Society of America 130 (2): 996–1005, 2011.

[5] Egan J. P., "Articulation testing methods", Laryngoscope 58, 955-981, septembar, 1948.

[6] 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, Ohrid, Macedonia, 2016.

[7] Plomp R., Mimpen A. M., "Improving the reliability of testing the speech reception threshold for sentences", Audiology, 18, pp. 43–52, 1979.

[8] Hagerman B., "Sentences for testing speech intelligibility in noise", Scand Audio, Vol. 11, pp. 79-87, 1982.

[9] Milivojević Z., Kostić D., Veličković Z., Brodić D., "Serbian sentence matrix test for speech intelligibility measurement in different reverberation conditions", UNITEH Gabrovo, pp. 173-178, 2016.

[10] Milivojević Z., Kostić D., Veličković Z., "The Optimization of the STOI Algorithm Parameters in Presence of the White Gaussian Noise (WGN)", ICEST 2018, pp-, 2018.

[11] Bradley J. S., Sato H., Picard M., "On the importance of early reflections for speech in rooms", J. Acoust. Soc. Am., vol. 113, no. 6, pp. 3233–3244, 2003.

[12] Parizet E., Polack J.D., "The influence of an early reflection upon speech intelligibility in the presence of a background-noise", Acustica 77, 21-30, 1992.

[13] Milivojević Z.,Kostić D., Veličković Z., "Speech intelligibility in the ambience of early reflections, Gaussian and diffuse noise", INFOTEH Jahorina, pp., 2020.

ROBUSTNESS OF THE SD WATERMARKING ALGORITHM IN IS MAPPING ON FILTERING AUDIO SIGNALS USING NOTCH FILTERING

Bojan Prlincevic[1], Zoran Milivojevic[2], Milan Misic[1]
[1]*Kosovo and Metohija Academy of Applied Studies, Leposavic, Serbia*
[2]*Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Nis, Serbia*

Abstract

In this paper, robustness analysis of SD watermarking algorithm in IS mapping using Notch filter audio signal filtering has been performed. The first part of the paper describes SD algorithm for inserting and extracting a watermark into an image. After that, conversion of the image has been performed, with inserted watermark into audio signal and Notch filtering. The second part of the paper presents an experiment in which robustness of the Schur algorithm in relation to Notch filtering has been tested. The Notch filter has been realized with width-r and center-- θ - of impermeable bandwidth. The obtained results were analyzed using objective (MSE and NC) and subjective (visual quality) quality measures.

Keywords: Schur decomposition; watermarking, Notch filter.

INTRODUCTION

The rapid development of modern information and communication technologies has enabled a fast and intensive exchange of multimedia content. Also, the intensive development of software packages enables easy and fast downloading, editing of audio contents. However, this situation also affects malicious users, which leads to problems related to copyright protection. [1] - [3]. In order to solve the problem of copyright protection and proving the ownership of multimedia content, the principle of inserting hidden data is used. Inserting hidden digital data is called watermarking [4], [5]. The basic features of a digital watermark are insensitivity, robustness, capacity, non-inversibility and the ability to provide secure proof of ownership. [6]. A watermark can be: a) visible and b) invisible. An invisible watermark is inserted invisibly into another image so that it does not distort the visual characteristics of the image and can be extracted later for the purpose of proving copyright [2]. Many complex transformations are used to insert a watermark into an image, such as DCT [3], [7] (**engl**. *Discrete Cosinuse Transform*), DWT [6], [8] (**engl**. *Discrete Wavelet Transform*), SVD transformation [2], [7], [8] (**engl**. *Singular Value Decomposition*) and Schur decomposition (**engl.** *Schur Decomposition,* SD) [9], [10].

During digital processing, it is possible to translate the sound into an image for the purpose of visualization and vice versa, to translate the image into a sound [11]-[14]. The technique of converting an image into a sound is called image to sound (IS) mapping (*engl*. **I**mage to **S**ound mapping) [15]-[17], [18]. There are many techniques of converting the image into the sound [19]-[21].

The authors of this paper came up with the idea to test the algorithm for inserting a digital watermark so that after inserting the watermark, the image will be IS mapped in order to obtain an audio signal. The SD watermarking algorithm based on Schur decomposition was used to insert the watermark into the image. [9]. A Notch filter was applied over the audio signal, after which the audio signal was converted by an inverse method into an image from which a digital watermark was extracted. The robustness of the SD algorithm was tested by objective MSE and NC, subjective (visual quality testing) quality measures.

The paper is organized as follows: SD algorithm for insertion and extraction of digital

watermark and Notch filter are presented in section II. Section III describes the experiment and presents the results. The conclusion is given in section IV.

ALGORITHMS

A. Shur decomposition

Schur decomposition applied to matrix *A* as a results returns two matrices, matrix *U* and *D*:

$$A = U \times D \times U', \quad (1)$$

where *U* is a unitary matrix, *U*'is a transposed matrix, and *D* is an upper triangular matrix. Two significant characteristics of the unitary matrix *U* that refer to the elements of the first column are: a) all elements are of the same sign and b) their values differ slightly [9]. Analysis of a large number of images and their Schur matrices in the transformation of blocks dimensions 4×4 showed that the strongest correlation between the elements u_{21} and u_{31} [9] therefore inserting of the watermark could be performed by modification of these elements.

B. SD algorithm

The SD algorithm for watermark insertion, proposed in [9], is based on Schur decomposition and is performed in the following steps:

Input: original image $A_{M\times N}$, Binary watermark $W_{\mathrm{Mz}\times\mathrm{Nz}}$, block dimension $M_b \times N_b$.

Output: Watermarked image A_w.

Step 1: The dividing the original matrix *A* dimensions $X \times Y$ is performed on blocks $H_{Mb\times Nb}$, where $X = \lceil M / M_b \rceil$ and $Y = \lceil N / N_b \rceil$.

Step 2: Applying the Schur decomposition over blocks *H*:

$$H_{i,j} = U_{i,j} \times D_{i,j} \times U_{i,j}^T, \quad (2)$$

where *U* represent unitary matrix, *D* uper triangular matrix and $1 \le i \le \lceil M / M_b \rceil$ and $1 \le j \le \lceil N / N_b \rceil$.

Step 3: Elements $u_{2,1}$ and $u_{3,1}$ of each block of matrix *U* are modified to obtain a modified block $U^{'}$ in accordance with the information of inserted binary watermark *W*.

Watermark insertion is performed in accordance with the (3) and (4). The binary watermark *W* is inserted by a modification made between the second element ($u_{2,1}$) and the third element ($u_{3,1}$) in the first column:

$$w_{i,j} = 1, \begin{cases} u'_{2,1} = sign(u_{2,1}) * (U_{avg} + T/2) \\ u'_{3,1} = sign(u_{3,1}) * (U_{avg} - T/2) \end{cases}, \quad (3)$$

$$w_{i,j} = 0, \begin{cases} u'_{2,1} = sign(u_{2,1}) * (U_{avg} - T/2) \\ u'_{3,1} = sign(u_{3,1}) * (U_{avg} + T/2) \end{cases}, \quad (4)$$

where *sign(x)* represent the sign of *x* and $U_{avg} = (|u_{2,1}| + |u_{3,1}|)/2$, $|x|$ represent absolutely value of *x.*

Step 4: Reconstruction of the block with inserted watermark:

$$H_{i,j}^{'} = U_{i,j} \times D_{i,j}^{'} \times U_{i,j}^T, \quad (5)$$

Step 5: Creating the image with the watermark A_w from the blocks *H'*.

SD algorithm for watermark extraction is performed in the following steps:

Input: A_w- Watermarked image, $M_b \times N_b$ - block dimension.

Output: $W'_{Mz\times Nz}$ - reconstructed binary watermark.

Step 1: Dividing of matrix A_w dimension $X \times Y$ on blocks $H'_{Mb\times Nb}$ is performed, where $X = \lceil M / M_b \rceil$ and $Y = \lceil N / N_b \rceil$.

Step 2: Applying the Schur decomposition on the blocks *H'*:

$$H_{i,j}^{'} = U_{i,j}^{'} \times D_{i,j}^{'} \times (U_{i,j}^{'})^T, \quad (6)$$

where *U*' represent unitary matrix, *D*' represent upper triangular matrix and $1 \le i \le \lceil M / M_b \rceil$ and $1 \le j \le \lceil N / N_b \rceil$.

Step 3: Watermark bit extraction *bw*' from the matrix *D*':

$$w'_{i,j} = \begin{cases} 0, & if \quad u'_{2,1} > u'_{3,1} \\ 1, & if \quad u'_{2,1} \le u'_{3,1} \end{cases}, \quad (7)$$

Step 4: Creating the watermark *W*' from od extracted bits $w_{i,j}$'.

The effect of the Notch filter was realized by applying the filter shown in Fig. 1 [14].

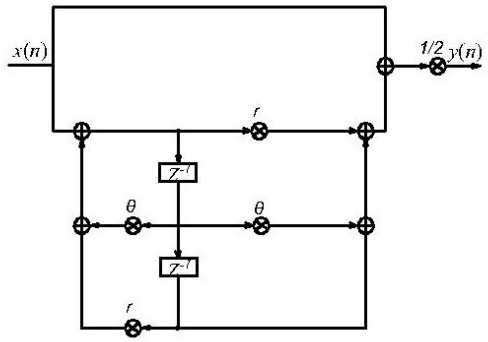


Fig. 1. *Block diagram of the Notch filter*

EXPERIMENTAL RESULTS AND ANALYZE

A. Experiment

For the purpose of testing the influence of Notch filter filtering on the robustness of the extracted digital watermark in IS mapping, the following experiment was performed:

Input: X - Image Cameraman, W-digital watermark, T – watermark inserting coefficient, $M_b \times N_b$. block dimensions.

Output: W_e – extracted digital watermark.

Step 1: Using the SD algorithm, a digital watermark was inserted into the image.

Step 2: The image with the watermark is transformed into the audio signal, x_w.

Step 3: A Notch filter was applied to the audio signal with the inserted watermark x_w, with a non-impermeable r and the center of non-impermeable of ratio θ, a signal y_n has been got.

Step 4: From the signal, over which the Notch filter was applied, y_n, using the algorithm shown in section II the audio signal is transformed into an image A_{WN}.

Step 5: From the image A_{WN} a digital watermark has been extracted.

Step 6: A comparative analysis of the extracted digital watermark was performed W_{eN} with original watermark W by applying objective quality measures.

For an objective quality measurement, the mean square error was applied:

$$MSE = \frac{\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N}\left(W(i,j) - W_{eh}(i,j)\right)^2}{M \times N}, \qquad (8)$$

and normalized correlation coefficient:

$$NC = \frac{\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N}\left(W(i,j)\cdot W_{eh}(i,j)\right)}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N}\left(W(i,j)\right)^2}\cdot\sqrt{\sum_{j=1}^{N}\left(W_{eh}(i,j)\right)^2}} \qquad (9)$$

The Notch filter is described by the differential equation:

$$y(n) = 0.5\cdot(1+r)\cdot x(n) + \theta\cdot x(n-1) + 0.5\cdot \cdot(1+r)\cdot x(n-2) - \theta\cdot y(n-1) - r\cdot y(n-1) \qquad (10)$$

where r ($0 \le r \le 1$) parameter for adjusting the width of the non-impermeable bandwidth, θ parameter which is used for adjusting the center of non-impermeable bandwidth: $\theta = -(1+r)\cdot\omega_c$, where ($0 \le \omega_c \le \pi$).

Amplitude characteristic |H| is calculated in the z-plane on the circle $r = 1$.

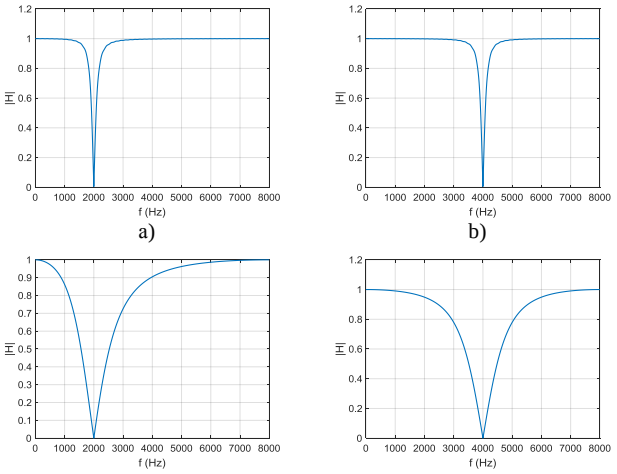


Fig. 2. *Amplitude characteristics of Notch filter for: a)* $\omega_c = \pi / 4$ *and* r = *0.9, b)* $\omega_c = \pi / 2$ *and* r = *0.9, c)* $\omega_c = \pi / 4$ *and* r = *0.5 and d)* $\omega_c = \pi / 2$ *and* r = *0.5.*

In the experiment image Cameraman dimension 256 × 256 is used (Figure 3.a) in which a digital watermark dimension 64 × 64 was inserted. Watermark is specially generated for the purposes of the experiment (Figure 3.b). The watermark was generated by randomly generating 50% of black and 50% of white pixels. The image is translated into the sound. The sampling frequency of the obtained audio signal is F_s = 16 kHz. Filtering with a Notch filter was performed with a non-impermeable varied in range r = (0: 0.1: 1) and

a center of the non-impermeable $\theta = (0 : 0.1 : 1)\cdot\pi$. The watermark was inserted using the SD algorithm for insertion and extraction of the watermark, with the coefficient insertion $T = 0.01$.

Amplitude characteristics of Notch filter: a) $\omega_c = \pi / 4$ and $r = 0.9$, b) $\omega_c = \pi / 2$ and $r = 0.9$, c) $\omega_c = \pi / 4$ and $r = 0.5$ and d) $\omega_c = \pi / 2$ and $r = 0.5$).

a)

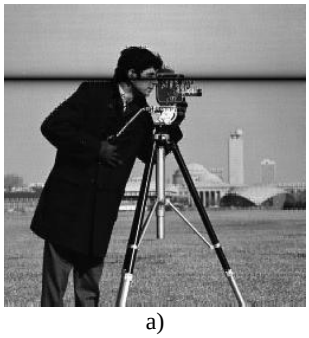
b)

Fig. 3. *Images used in the paper: a) Lena, and b) Watermark.*

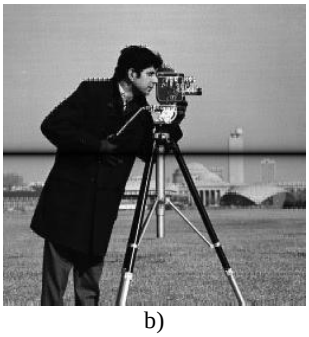
Realization of experiment resulted with:

a) in fig. 4. the appearance of the image obtained from the signal over which the Notch filter was applied, has been presented, with the width of the impermeable range r and the center of the impermeable range θ: a) $r = 0.9$ and $\omega_c = \pi / 4$, b) $\omega_c = \pi / 2$ and $r = 0.9$, c) $\omega_c = \pi / 4$ and $r = 0.5$ and d) $\omega_c = \pi / 2$ and $r = 0.5$.

b) in fig. 5. the appearance of the extracted watermark from the signal over which the Notch filter was applied, has been presented, with the width of the impermeable range r and the center of the impermeable range θ: a) $r = 0.9$ and $\omega_c = \pi / 4$, b) $\omega_c = \pi / 2$ and $r = 0.9$, c) $\omega_c = \pi / 4$ and $r = 0.5$ and d) $\omega_c = \pi / 2$ and $r = 0.5$.



a)



b)

c)

d)

Fig. 4 *Visual appearance of image after applying the Notch filter for: a)* $\omega_c = \pi / 4$ *and* r = *0.9, b)* $\omega_c = \pi / 2$ *and* r = *0.9, c)* $\omega_c = \pi / 4$ *i* r = *0.5 and d)* $\omega_c = \pi / 2$ *and* r = *0.5.*

c) in fig. 6. and fig.7. the diagrams for MSE and NC for the extracted watermark ($T = 0.01$) are presented, from the signal over which the Notch filter (depending on the width of the impermeable band r) is averaged for the values $\theta = (0 : 0.1 : 1)\cdot\pi$.

a)

b)

c)

d)

Fig. 5. *Visual appearance of extracted watermark (*T = *0.01) after applaing the Notch filtrfor: a)* $\omega_c = \pi / 4$ and r = *0.9, b)* $\omega_c = \pi / 2$ and r = *0.9, c)* $\omega_c = \pi / 4$ and r = *0.5 i d)* $\omega_c = \pi / 2$ and r = *0.5.*

B. Analyze of the results

Subjective comparative analysis of the visual quality of the extracted watermarks presented in fig. 5. (insertion coefficient T = 0.01) cannot show the significance of degradation of the extracted watermark.

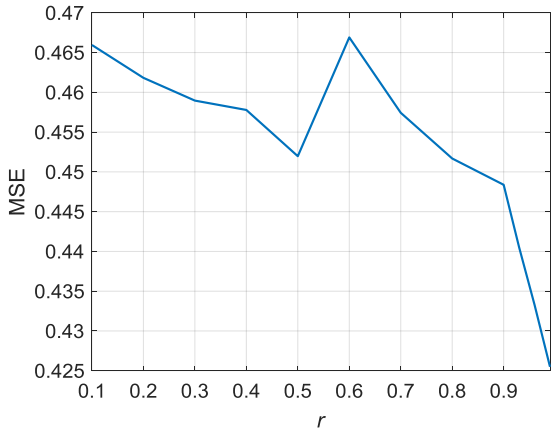


Fig. 6. *Diagram of MSE for extracted watermark (*T *= 0.01), averaged for values* $\omega_c = (0 : 0.1 : 1)\cdot\pi$.

Objective analysis was conducted based on the MSE results shown in fig.6. and NC shown in fig.7. The analysis of the results concludes that after applying the Notch filter to the audio signal, the quality of the extracted watermark is better for higher values of the parameter of the impermeable, *r*. Based on the results (NC) shown in fig.7. it can be concluded that after applying the Notch filter to the audio signal the quality of the extracted watermark is better for higher values of the parameter of the impermeable, *r*. NC grows.

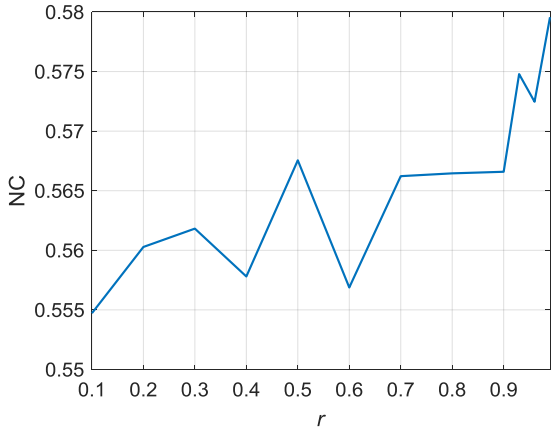


Fig. 7. *Diagram of NC for extracted watermark (*T *= 0.01), averaged for values* $\omega_c = (0 : 0.1 : 1)\cdot\pi$.

CONCLUSION

In this paper is analyzing the robustness of the SD watermarking algorithm in IS mapping, on the Notch (audio signal) filtering. Notch filtering was performed with a impermeability value varied in range $r = (0 : 0.1 : 1)$ and the center of the impermeable range $\theta = (0 : 0.1 : 1)\cdot\pi$. The watermark was inserted using the SD algorithm for insertion and extraction of the watermark, with the insertion coefficient $T = 0.01$. After a detailed objective (MSE and NC) and subjective (visual quality) analysis of the extracted watermark, it was concluded that the quality of the extracted watermark depends on the width of the impermeable range *r*.

REFERENCE

[1] X. Qi, T. Gao, "Invisible and robust watermarking algorithm based on an image block", J. Image Graph. Vol.22 (6), pp. 719–730, 2017.

[2] J.Hernandez, M. Amado, F. Perez-Gonzalez, "DCT-domain watermaking technikues for still images: detektor performance analisys and new structure", IEEE Trans. Image Process. 9 (January 2000) 55-67.

[3] R. Liu, T.Tan, "A SVD based watermaking scheme for protecting rughtful ownership", IEEE Trans. Multimedia 4 (1) (march 2002) 121-128.

[4] W. Al-Nuaimy, M. A.M. El-Bendary et all., "An SVD audio watermarking approach using chaotic encrypted images" *Digital Signal Processing* No 21, p.p 76-779, 2011.

[5] K. Khaldi , A.-O. Boudraa , "Audio watermarking via EMD, IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process. Vol. 21 (3) pp. 675–680, 2013.

[6] W.Chu, "DCT-based image watermarking using subsampling", IEEE Trans. Multimedia 5 (1) (March 2003) 34-38.

[7] A.Reddy, B.Chatterji, "A new wawelet based log-watermaking scheme", Patern Recognition Lett. 26(may 2005) 1019-1027.

[8] P.Kumsawat, K.Attakitmongcol, A.Srikaew, "Multi wavelet-based image watermarking using genetic algorithm", Proceednigs of the IEEE TENCON Conference, november 2004, pp.275-278.

[9] Q.Su, Y.Niu, X.Liu, Y.Zhu, "Embedding color watermarks in color images based on Schur decomposition", Optics Communications, 285 (2012) p.p. 1792-1802.

[10] G.H. Golub, C.F. Van Loan, Matrix computations, Johns Hopkins University Press, Baltimore, 1989.

[11] H. Kameoka, M. Nakano, K. Ochiai, Y. Imoto, K. Kashino, S. Sagayama "Constrained and regularized variants of non-negative matrix factorization incorporating music-specific constraints". In: Proc of ICASSP 2012. p. 5365–8.

[12] H. Tachibana, N. Ono, S. Sagayama, "Singing voice enhancement in monaural music signals based on two-stage harmonic/percussive sound separation on multiple resolution spectrograms". IEEE Trans Audio Speech Lang Process 2014;22(1):228–37.

[13] Z. Goh, K-C. Tan, BTG. Tan. "Postprocessing method for suppressing musical noise generated by spectral subtraction". IEEE Trans Speech Audio Process 1998;6 (3):287–92.

[14] J. Dennis, HDZ. Tran, ES. Chng "Analysis of spectrogram image methods for sound event classification". In: Proc of INTERSPEECH 2014. p. 2533–7.

[15] K. Arata, "On sound signal processing in image to sound mapping technique", *Applied Acoustic*, Vol. 117, pp. 1-11, 2017.

[16] M. Slaney "Auditory model inversion for sound separation". In: Proc of ICASSP 1994. p. 77–80.

[17] PBL. Meijer "An experimental system for auditory image representations". IEEE Trans Biomed Eng 1992;39(2):112–21

[18] A. Haigh, DJ. Brown, P. Meijer, MJ. Proulx. "How well do you see what you hear? The acuity of visual-to-audio sensory substitution". Front Psychol 2013;4:1–13.

[19] ‘‘Coagula”. <http://www.abc.se/re/Coagula/Coagula.html.

[20] ‘‘MetaSynth”. <http://www.uisoftware.com/MetaSynth/index.php>,

[21] http://javoice.joomlart.com/.

ПЛАНИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЗОНА НА РАДИОПОКРИТИЕ В LORAWAN КОМУНИКАЦИОННА МРЕЖА

Красен Ангелов[1], Николай Манчев[1], Станимир Садинов[1], Траян Иванов[1],
[1]Техчнически университет – Габрово, България

PLANNING AND SURVEY OF RADIO COVERAGE IN LORAWAN COMMUNICATION NETWORK

Krasen Angelov[1], Nikolay Manchev[1], Stanimir Sadinov[1], Trayan Ivanov[1]
[1] Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Abstract

This paper discusses the peculiarities of radio coverage planning for narrowband communication in the LoRaWAN network. This type of communication is used in the implementation of Internet of Things networks in smart cities as well as for industrial communications. Data transmission is possible over long distances at low speeds and extremely low levels of transmitted signals. This defined the LoRa connection as very reliable. In the second part of the paper, based on the developed demonstration models of the gateway and end devices, the quality of the already realized radio coverage is evaluated.

Keywords: LoRa, LoRaWAN, LPWAN, radio coverage, IoT.

ВЪВЕДЕНИЕ

LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) означава широко-обхватна мрежа за комуникация на дълго разстояние. LoRaWAN технологията следва IEEE 802.15.4 стандарт и представлява безжична комуникация, която позволява на IoT (Intenet of Things) устройствата на да комуникират на голямо разстояние с минимално използване на батерията [1,5,6].

LoRa (Long Range) е патентована цифрова безжична технология за предаване на данни, разработена от Cycleo от Гренобъл, Франция и придобита от Semtech през 2012 г. [7]. LoRa използва нелицензирани радиочестотни ленти в честотния диапазон под 1 GHz, като 169 MHz, 433 MHz, 868 MHz (Европа) и 915 MHz (Северна Америка). LoRa позволява предаване на много дълги разстояния (над 10 километра в извънградски райони) с ниска консумация на енергия [3,6]. LoRa описва физическия слой. Протоколът за физическия слой на LoRa е затворен и е частна собственост, следователно, няма свободно достъпна официална документация.

LoRaWAN е мрежата в която оперира LoRa. LoRaWAN е протокол за управление на достъпа до средата (Media Access Protocol – MAC), но основно е протокол от мрежов слой за управление на комуникацията между LPWAN (Low-Power Wide-Area Network) концентратори (шлюзове) и крайни възли като маршрутизиращ протокол, поддържан от LoRa Alliance [6]. Версия 1.0 на спецификацията на LoRaWAN бе пусната през юни 2015 г.

LoRaWAN определя комуникационния протокол и системната архитектура на мрежата, докато физическият слой на LoRa позволява връзката за далечни разстояния. LoRaWAN също отговаря за управлението на честотите на комуникация, скоростта на предаване на данни и захранването за всички устройства [4,5].

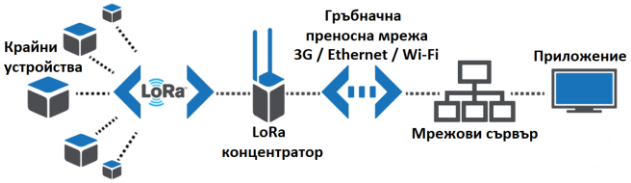
Устройствата в мрежата са асинхронни и предават, когато разполагат с данни за

изпращане. Данните, предавани от краен възел, се приемат от множество концентратори, които препращат пакетите данни към централизиран мрежов сървър [5]. Мрежовият сървър филтрира дублиращи се пакети, извършва проверки за сигурност и управлява мрежата. След това данните се препращат към сървърите на приложения. Технологията показва висока надеждност при средна степен на натоварване, но има някои проблеми с производителността, свързани с изпращането на потвърждения.

Благодарение на DAS (Distributet Antenna System) модела за разпределение на антените и концентраторите с активиран GPS, мрежата може да разпознае позицията на възлите, дори когато са мобилни [1,2,5]. Стандартът гарантира оперативната съвместимост на различните LoRaWAN мрежи в световен мащаб.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Архитектурата на LoRa мрежа е показана на фиг. 1 [5,6,7].



Фиг. 1. *Архитектура на LoRa мрежа*

За съобщенията по обратен канал, например от сензор, който изпраща информация към приложение, потокът на данните на фиг. 1 протича от ляво на дясно. В крайното устройство данните се генерират от сензора и се прочитат от LoRa комуникационния модул, свързан към него, след това те се криптират се и се предават по радио ефира на LoRa честота. Един или повече LoRa концентратори получават съобщението и го препращат през гръбначна мрежа (обикновено 3G или Ethernet) към мрежов сървър (облачна услуга). Мрежовият сървър съхранява, филтрира и обработва съобщенията и ги препраща в подходящ вид до правилното крайно приложение.

За съобщения по прав канал, например сигнал за включване на светлина, потокът на данните на фиг. 1 е от дясно на ляво. Съобщенията по обратен канал се инициират от самото крайно устройство, а по обратен канал – от крайното приложение. Тъй като LoRa е проектирана да бъде с възможно най-ниска консумация на енергия, не всички устройства винаги следят („слушат“) за входящи съобщения. Това зависи от класовете на устройствата.

В различните радиотехнологии се използват и измерват по същество три характеристики (фиг. 2), които могат да се използват за оценка на радиомрежа:

- Обхват / разстояние,
- Скорост на предаване на данни
- Консумация на енергия.

Фиг. 2. *Характеристики на безжичните комуникации*

Трудно е да се отчетат и трите критерия със същия акцент, тъй като в този случай физическите закони определят ясни граници: LoRaWAN може да предава данни на големи разстояния и изисква сравнително малко енергия, но предоставя само ниска скорост на предаване на данни.

Ефективността на връзката показва качеството на канала за радиопредаване [1-3]. Използвайки прост модел, ефективността на връзката може да бъде изчислена чрез добавяне на мощността на предавателя (P_v), чувствителността на приемника, коефициентите на предаване на антените и загубите в свободното пространство (*FSPL*).

Загубите от разпространение показват колко енергия се губи в свободното пространство на разстояние между предавателя (*Tx*) и приемника (*Rx*) – фиг. 3. Колкото по-голямо е разстоянието между предавателя и приемника, толкова по-ниско е нивото на енергия. Загубите от разпространение обикновено се представят, както следва:

$$FSPL = \left(\frac{44\pi d}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{44\pi df}{c}\right)^2 \qquad (1)$$

където: *FSPL* – загуби в свободното пространство, *d* – разстояние между предавателя и приемника в [m], *f* – честота в [Hz].

Съществува и широко използвана формула за изчисление на загубите в свободно пространство в логаритмичен вид (в dB):

$$FSPL_{(dB)} = 20.log_{10}(d)+20.log_{10}(f)–147{,}55 \quad (2)$$

Удвоеното разстояние (d) означава загуби от разпространение от 6 dB (в свободно пространство).

Фиг. 3. *Определяне на енергийния бюджет на връзката*

В страната на приемника (Rx), чувствителността на приемника (S_{Rx}) е стойността, която влияе върху енергийния бюджет на връзката. Чувствителността на приемника описва минималната възможна мощност на приемане и толеранс за топлинния шум и се изчислява, както следва:

$$S_{Rx} = –174 + 10.log_{10}(BW) + NF + SNR \quad (3)$$

където *BW* е широчина на честотната лента в Hz, *NF* – шумов коефициент в dB, *SNR* – съотношението сигнал/шум.

Чувствителността на приемника в LoRaWAN е по-висока и следователно по-добра в сравнение с WiFi.

(4) показва крайния случай на загуби от разпространение без да се вземат предвид коефициентите на предаване на приемо-предавателните антени и други видове затихване в свободното пространство:

$$LE = S_{Rx\ max\ [dB]} – P_{v\ max\ [dB]} \quad (4)$$

където LE е ефективността на връзката, $S_{Rx\ max}$ – максимална чувствителност на приемника, $P_{v\ max}$ – максимална мощност на предавателя.

- **Изчисляване на ефективността на връзката в LoRaWAN**:

Входни данни:

– $P_{v\ max}$ = 14 dBm
– BW = 125 kHz = $10\log_{10}(125000)$ = 51
– NF = 6 dB (концентраторите в LoRaWAN мрежите имат по-ниски NF стойности)
– SNR = –20 dB (за фактор на разширение SF=12)

Заместваики зададените стойности във формула (3) се получава изискваната минимална чувствителност на приемника ($S_{Rx\ min}$):

$$S_{Rx\ min} = –174 + 51 + 6 – 20 = –137\ dBm \quad (5)$$

Ефективността на връзката LE може да се изчисли, като се използва израз (4):

$$LE = –13\ dB – 14\ d\ B = –151\ dB \quad (6)$$

При така зададените стойности се получава ефективност на LoRaWAN връзката или енергиен бюджет от 151 dB. С енергиен бюджет от 150 dB за LoRaWAN може да се покрие разстояние до 800 km при оптимални условия (чисти загуби в свободното пространство). Сегашният световен рекорд за разстояние на LoRaWAN връзка е около 702 km [8]. При реални условия тези идеални стойности не могат да бъдат постигнати. Това зависи от влиянието на няколко фактора:

- **Фактор 1: Загуби от разпространение в свободното пространство**

Чрез удвояване на разстоянието загубите в свободно пространство за LoRaWAN се увеличава с 6 dB, така че загубите на радиосигнал се описват с логаритмична функция (виж (3)).

В допълнение към загубата на енергия в зависимост от разстоянието, фактори като отразяване и пречупване на радиовълни върху обекти могат да доведат до припокриване на радиовълните, което също може да има отрицателен ефект върху далечината на разпространение.

- **Фактор 2: Загуби на сигнал от структурни материали**

Загубите, причинени от различни видове структури, т.е. поглъщането на радиосигнали при проникването им през различни препятствия, оказва влияние върху приемането на предадените сигнали и може да съкрати значително разстоянието на предаване.

- **Фактор 3: Зони на Френел**

За ефективно покриване на дълги разстояния и постигане на добра ефективност и сигурност на връзката е важно да се установи пряка видимост между предавателя и приемника колкото е възможно по-често. При радиопредаването, специфичните пространствени зони между линията на пряка видимост се наричат Френелови зони. Ако в тези зони има обекти, те могат да окажат негативно влияние върху разпространението на радиовълните, независимо от наличието на визуален контакт между предавателната и приемащата антени.

- **Фактор 4: Адаптивна скорост на данните**

Динамична промяна в скоростта на предаваните данни и мощността на предаване в зависимост от качеството на сигнала и разстоянието до концентратора. По-бавното предаване (по-висок фактор на разпространение) позволява по-дълъг, постоянен поток от данни до съответния концентратор в случай на по-надежден (зашумен) радиочестотен диапазон. LoRa оперира с фактор на разширение (spread factor – SF) от 7 до 12 – таблица 1 и фиг. 4 [4].

Таблица 1. Връзка между фактора на разширение и скоростта на предаване в LoRa

Профил на скоростта на предаване	Конфигурация: фактор на разширяване/ширина на честотна лента	Скорост на предаване, bits/s	Max. обем на полезните данни, bit
DR0	SF12/125kHz	250	59
DR1	SF11/125kHz	440	59
DR2	SF10/125kHz	980	59
DR3	SF9/125kHz	1 760	123
DR4	SF8/125kHz	3 125	230
DR5	SF7/125kHz	5 470	230
DR6	SF7/250kHz	11 000	230

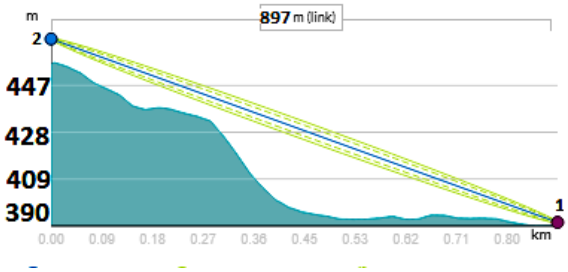
SF7 използва най-късо време за предаване, а SF12- най-дълго време, като всяка стъпка на увеличаване на SF удвоява времето за предаване на едно и също количество данни. В таблица 1 са показани параметрите при различни стойности на SF за честотните ленти с централни честоти 868 MHz и 433 MHz за Европа.

Благодарение на разширяването на спектъра чрез метода на линейната честотна модулация (Chirp Spread Spectrum – CCS), както и на различни фазово изместени честоти, радиосигналите се получават нечувствителни към интерференция, многолъчево разпространение и фадинг.

Фиг. 4. *Скорост на данните и фактор на разширение*

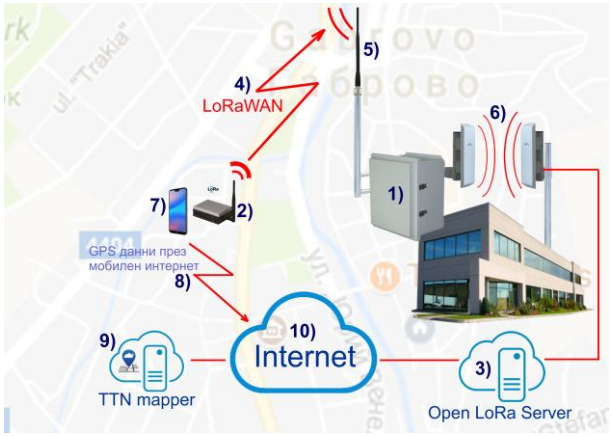
РЕЗУЛТАТИ

Планираната радиокомуникация в LoRaWAN мрежа се реализира за централната част на гр. Габрово. В тази част на града са налични множество препятствия, които могат да попречат на осъществяването на радиокомуникацията в LoRaWAN мрежата, но тъй като LoRa технологията е достатъчно усъвършенствана няма проблем да се прилага в градска среда дори и при силно застроена градска част, както и при големи разлики във височините на точката за достъп и точката, където се намира крайното устройството. На фиг. 5 е показан разрез на релефа между местоположението на LoRaWAN концентратора и най-далечната точка на направените измервания.



Фиг. 5. *Първа Френелова зона между LoRaWAN концентратора (1) и най-далечната точка от покритието (2)*

Схемата на експерименталната постановка е показана на фиг. 6.

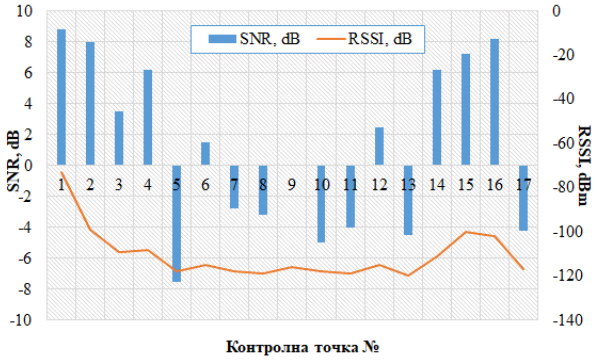


Фиг. 6. *Схема на експерименталната постановка*

Схемата на опитната постановка, в съответствие с идейния проект, е показана на фиг. 6 и включва следните елементи:

1) LoRaWAN концентратор;
2) LoRa крайно устройство;
3) Open LoRa Server – мрежови сървър, инсталиран в мрежата ба сдружение Ениуеър Оупън Сорс;
4) LoRaWAN мрежа;
5) Приемна антена на LoRaWAN концентратора за комуникация с крайните устройства;
6) Антени за връзка между LoRaWAN концентратора и мрежата на сдружение Ениуеър Оупън Сорс, както и за осигуряване на безжична Интернет свързаност;
7) Смартфон с GPS модул и инсталирано приложение TTN Mapper [9];
8) Мобилна интернет комуникация за връзка на смартфона към облачната услуга на TTN;
9) Облачна услуга на TTN за TTN Mapper;
10) Глобална Интернет мрежа.

Експерименталното изследване се извърши, като бе обходен маршрут в централната част на гр. Габрово. Резултатите за състоянието на параметрите RSSI (в относителни dBm) и SNR (в dB), отчетени чрез приложението TTN Mapper са показани на фиг. 7. Реализирани са 17 отчета на нивото на сигнала в различни точки от централната част на града.



Фиг. 7. *Стойности на параметрите SNR и RSSI в LoRaWAN мрежата*

На фиг. 8 е показан реалния регистриран обходен тестов маршрут, който е частично прехвърлен към сървъра на TTN Mapper. Това се получава заради по слабите нива на сигнала в някои от частите на обходения маршрут, като те са умишлено нерегистрирани с цел съставяне на карта на покритието само за зоните, където то е с необходимото качество.

Фиг. 8. *Контролни точки засечени по маршрута*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Както вече бе споменато, LoRaWAN е технология за радиочестотна комуникация на далечни разстояния, която позволява устройствата да се свързват с Интернет директно с голям обхват и с ниска консумация на енергия. Това решава редица проблеми в сегашната екосистема „Интернет на нещата“. С дълъг живот на батерията, до 5 години, съчетан с намалена цена за поддръжка на сензорната мрежа, LoRaWAN придвижва напред всички видове нови случаи на употреба.

БЛАГОДАРНОСТИ

Този доклад и изследванията в него са реализирани по проект „Разработка и изследване на иновативни информационно-базирани модули и системи за комуникации в Интернет на нещата (IoT)”, договор 1910E / 2020 г. към УЦНИТ при ТУ – Габрово.

REFERENCE

[1] Harris N., J. Curry, Development and Range Testing of a LoRaWAN System in an Urban Environment, World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electronics and Communication Engineering, Vol. 12, No:1, 2018, pp.47-55.

[2] Rizzi M., P. Ferrari, A. Flammini, E. Sisinni and M. Gidlund, "Using LoRa for industrial wireless networks," 2017 IEEE 13th International Workshop on Factory Communication Systems (WFCS), Trondheim, 2017, pp. 1-4. doi: 10.1109/WFCS.2017.7991972

[3] Sanchez-Iborra R, Sanchez-Gomez J, Ballesta-Viñas J, Cano M-D, Skarmeta AF. Performance Evaluation of LoRa Considering Scenario Conditions. Sensors. vol. 18(3):772, 2018.

[4] LoRa™ Modulation Basics, Wireless, Sensing & Timing Producst, Application Note, AN1200.22, Rev.2 Semtech Corporation, USA, 2015.

[5] Manchev N., K. Angelov, P. Kogias and S. Sadinov, “Development of Multichannel LoRaWAN Gateway for Educational Applications in Low-Power Wireless Communications”, IEEE XXVIII International Scientific Conference Electronics (ET 2019), Sozopol, Bulgaria, 2019, Electronic ISBN: 978-1-7281-2574-9 (DOI: 10.1109/ET.2019.8878492).

[6] https://lora-alliance.org/about-LoRaWAN

[7] https://semtech.force.com/lora

[8] https://www.thethingsnetwork.org/article/ground-breaking-world-record-LoRaWAN-packet-received-at-702-km-436-miles-distance

[9] https://ttnmapper.org/

ТЕСНОЛЕНТОВ АНАЛИЗ НА НИВОТО НА РАДИОЧЕСТОТНИЯ ШУМ В СЛУЧАЙ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ДЪГА

Климент Ангелов[1], Петър Матов[2], София Ангелова[3]
[1,2,3]Технически Университет - София

A NARROWBAND RF NOISE FLOOR LEVEL ANALYSIS IN CASE OF ELECTRIC ARC

Kliment Angelov[1], Peter Matov[2], Sofia Angelova[3]
[1,2,3] Technical University of Sofia

Abstract

In this study an observation of radiofrequency noise floor level in case of electric arc has been made. The measurements has been made in narrow band in order to determine the influence of continuous electric arc with different support current. From the obtained results at different distances from the arc an estimation of the noise figure and the changing of noise temperature can be made. These parameters can be useful by sensitive electronic devices design that are required to work in environment with potential strong electric arc sources.

Keywords: Electromagnetic Noise; Electric Arc, Electromagnetic Compatibility.

ВЪВЕДЕНИЕ

В заобикалящата ни среда постоянно е налично едно ниво на излъчвано в целия честотен спектър електомагнитно поле (ЕМП). Когато се разглежда тази му част, попадаща в честотния обхват на радиовълните, в инженерната терминология се използва понятието радиочестотен шум [1]. Общото ниво на този шум се получава чрез натрупване на компоненти от различни източници. Една част от тях са с естествен произход, а друга са свързани с човешката дейност [2]. В общи линии общото покачване на шумовото ниво поставя редица затруднения в работата на множество комуникационни системи, а също така влиянието на подобни фонови излъчвания е редно да се разглежда и от екологичната и здравна гледна точка върху качеството на живот на човека. Именно това налага задълбоченото изследване на различните източници на радиочестотен шум както и характеристиките на създаваните от тях емисии.

Един от най-мощните изкуствени източници на ЕМП, при това с изключително широколентов характер, се явява електродъговия разряд. Създаваната при него волтова дъга излъчва мощни емисии както в диапазона на радиочестотите, така и в обхватите на инфрачервения, видимия и ултравиолетовия обхват. Може би най-мощните представители на това явление на земята, мълниите, са един от малкото източници в природата, освен естествената радиоактивност, на радиация с гама лъчи [3]. Фактът, че волтовата дъга е в състояние да създава емисии във всички честотни обхвати, и то със значителна интензивност, я прави потенциално опасна за някои отговорни комуникационни системи. Една такава е съвременната в железопътния транспорт EuroBalise [4], която отчитайки необходимата й голяма надеждност на работа изисква проверка за работоспособност в случай на различен вид смущения [5].

В настоящата статия е направено изследване на емисиите от волтова дъга в тесноленто обхват около 27 MHz, като са опре-

делени промяната на шумовата обстановка в близост до нея.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Основното ниво на радиочестотни излъчвания във вид на радиочестотен шум могат да се получи от няколко основни компонента, базовият от които е т.нар. термален шум. Той е известен също така и като шум на Джонсън–Найкуист и неговата мощност в рамките на честотна лента Δf при абсолютна температура T може да се намери съгласно зависимостта:

$$= k.T.\Delta f, \qquad (1)$$

където $k = 1.380649.10^{-23}$ **J/K** е константата на Болцман. Според така дефинираната зависимост мощността за единица честотна лента (т.е. $\Delta f = 1$ **Hz**) при стайна температура $T = 293{,}15$ **°K** е $P = 4.10^{-21}$ **W/Hz**, което представено в децибели спрямо **1mW** мощност се равнява на ниво **-174 dBm**. Така определеният термален шум е с равномерно честотно разпределение и към него се добавят шумовете с различен характер, като космическия шум, атмосферен шум и др. При реални измервания към наблюдаваната картина ще се добавят и шумовете от конкретната измервателна апаратура, която дори и с най-прецизни параметри представлява по същество електронно устройство, което не е лишено от статичен (дробов) шум, трептящ (розов) шум, шум на Браун и др. При измерванията, резултати от които са представени в настоящата статия, е използван спектрален анализатор GSP-830, който според спецификацията му има минимално ниво **-117 dBm** за честотна лента от **3 kHz** при централна честота **1 GHz**. Използвайки зависимостта, отразяваща (1) в децибели:

$$[dBm] = NF + 10.\log\Delta f, \qquad (2)$$

може да се изрази достиганата спектрална плътност на мощност (Noise Floor – ***NF)***. В конкретния случа се получава спектрална плътност на шумовата мощност **-152 dBm/Hz**. Разликата между това ниво и това при отчитане само на термалния шум е **22 dB** и то се явява от натрупването на всички останали видове шумове.

Реално разглежданата честотна лента в настоящото изследване е **2,44 MHz** при централна честота **27,095 MHz**. За определяне на шумовото ниво в този случай е направено измерване на минималното и максималното ниво, което отчита спектралния анализатор за всичките N честотни точки на измерване при различни резолюция на честота (Resolution Band Width – ***RBW***). Началните настройки на измерването са поместени в табл. №1, а в табл. №2 са поместени отчетените резултати.

Таблица №1 Начални настройки

f_{center}	27,095	MHz
f_{span}	2,44	MHz
N	500	-
$f_{min} = f_{center} - f_{span} / 2$	25,875	MHz
$f_{max} = f_{center} + f_{span} / 2$	28,315	MHz
$f_{step} = f_{span} / N$	4,88	kHz

След привеждане на усреднените мощности при различни стойности на ***RBW*** към еднаква база с помощтта на отношението RBW/f_{step}, получените стойности за нивото на шумовата мощност могат също да се усреднят, като така се получава реалното ниво шумова мощност, което може да се отчете с посочения измервателен уред при зададените начални условия.

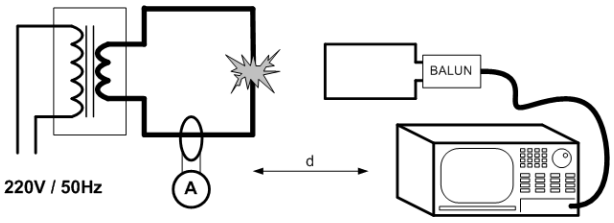
Таблица №2 Фонов шум

RBW, kHz	P_{min}	P_{max}	P_{av}		RBW/f_{step}	P @ f_{step}
	dBm	dBm	dBm	W		W
3	-127,7	-114,1	-120,9	$8{,}13.10^{-13}$	0,615	$1{,}32.10^{-12}$
30	-111,9	-110,6	-111,3	$7{,}50.10^{-12}$	6,146	$1{,}21.10^{-12}$
300	-103,1	-101,5	-102,3	$5{,}89.10^{-11}$	61,475	$9{,}57.10^{-13}$
4000	-90,1	-89,3	-89,7	$1{,}07.10^{-09}$	819,672	$1.31.10^{-12}$

-119,2 dBm = $1{,}20.10^{-12}$

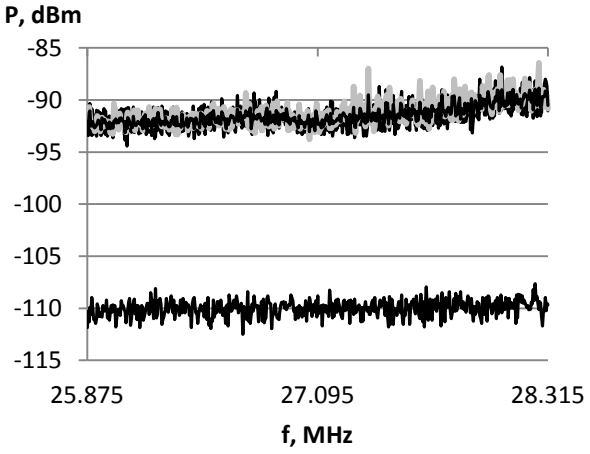
Съгласно (2) спектралната плътност на шумовата мощност при ниво ***-119,2 dBm*** за честотна лента ***4,88 kHz*** е ***NF = 156 dBm/Hz***, като тя отразява състоянието на използваната измервателна апаратура при стайна температура без отчитане на влиянието на антенната система, с която ще се извършва измерването.

Опитната постановка, с която се прави измерването на емисиите от волтова дъга в честотната област ***27,095 ± 1,22 MHz*** е показана на фиг. 1.



Фиг. 1*. Опитна постановка*

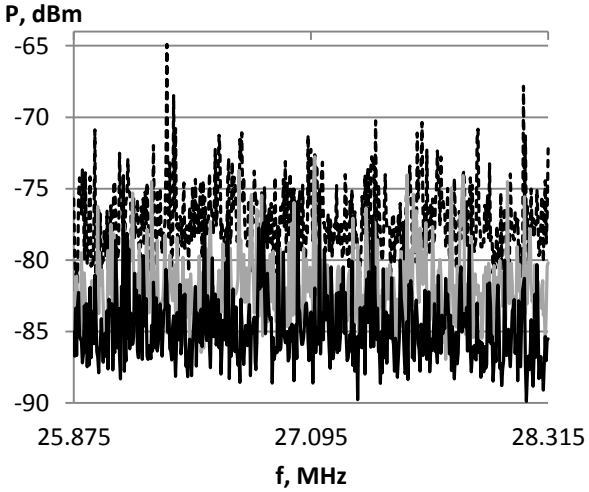
Приемната антенна система представлява правоъгълен контур с размери на страните 200 x 390 mm, като изпълнението до максимална степен е съобразно с [7]. Той е настроен с помощта на дискретни реактивни компоненти на резонансна честота 27,095 MHz и с чрез симетриращ балун е свързан към спектралния анализатор. Рамковата приемна антена се поставя на разстояние ***d*** от генерирана с помощта на мощен източник на променлив ток с промишлена честота волтова дъга. С помощта на токов трансформатор се контролира тока, поддържащ електродъговия разряд.



Фиг. 2*. Шумови нива без генерирана волтова дъга*

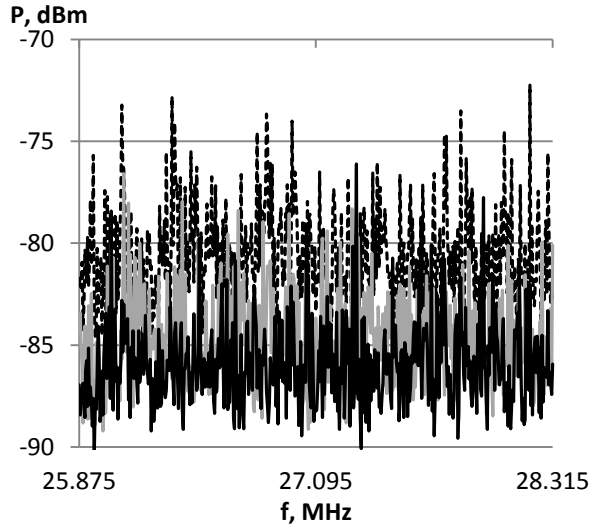
На фиг. 2 е показана изображение на спектралното състояние в изследвания честотен област без да се генерира волтова дъга. Долната графиката с средно ниво ***-110 dBm*** отразява състоянието при присъединен само коаксиален кабел за връзка на рамковата антена. Във случай на окомплектоване на целия стенд (т.е. със свързана антена) шумовата картина се премества към по-високи нива, като за получаване на поточен резултат чрез усредняване са направени три отделни измервания. Този случай отговаря на горните три графики от изображението на фиг. 2, които почти напълно се припокриват. Измереното средно ниво в този случай е ***-91,5 dBm***, което съгласно (2) отговаря на спектрална плътност на шумовата мощност ***-128,4 dBm/Hz***. Това ниво се използва като базово за сравнителното изследване на емисиите от волтова дъга.

На фиг. 3 е показано изображение на спектралното състояние при генерирана волтова дъга с поддържащ ток ***75 A***, като са отразени три графики за три различни разстояния ***d – 1 m***, ***1,5 m*** и ***2 m***.



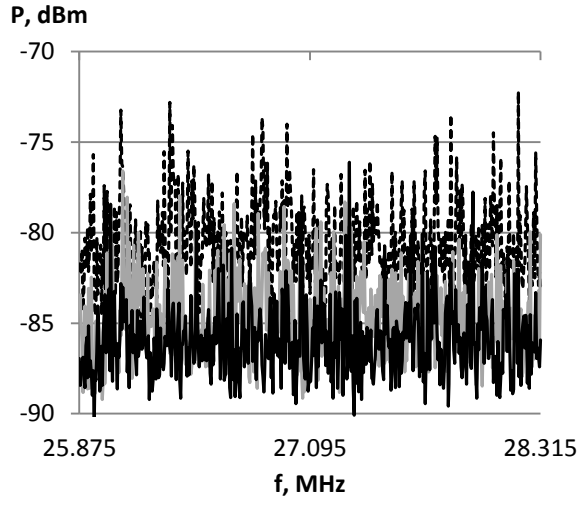
Фиг. 3*. Шумови нива при волтова дъга (поддържащ ток 75A)*

На фиг. 4 и фиг. 5 са отразени аналогични изображения на спектралното състояние за същите дистанции ***d*** при токове съответно ***100 A*** и ***125 A***. Във всичките случай графиките с най-високи нива отговарят на най-малкото разстояние ***d = 1 m***, а тези с най-ниски на най-далечното разстояние ***d = 2 m***.



***Фиг. 4**. Шумови нива при волтова дъга (поддържащ ток 100A)*

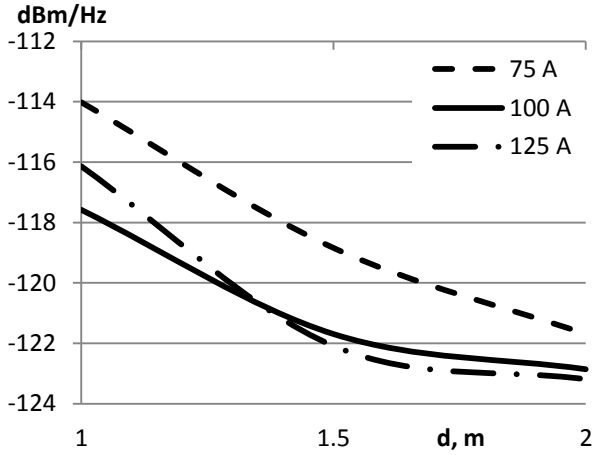
В табл. №3 са обобщени усреднените стойности за нивото на шумовата мощност и за спектралната плътност на мощността на шума за разглежданите комбинации от случаи. На фиг. 6 и фиг. 7 са графично представени зависимостите на спектралната плътност на шумовата мощност съответно в зависимост от поддържащия ток и от разстоянието.



***Фиг. 5**. Шумови нива при волтова дъга (поддържащ ток 125A)*

Таблица №3 Фонов шум при волтова дъга

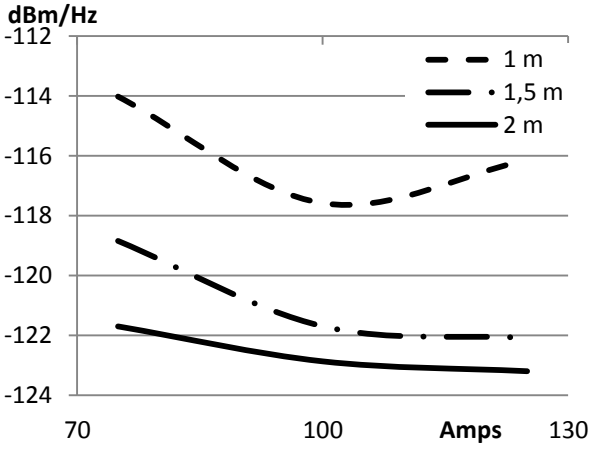
d, m	***75 A***	***100 A***	***125 A***
1	-77,1dBm -114dBm/Hz	-80,7dBm -118dBm/Hz	-79,3dBm -116dBm/Hz
1.5	-82,0dBm -119dBm/Hz	-84,8dBm -122dBm/Hz	-85,2dBm -112dBm/Hz
2	-84,8dBm -122dBm/Hz	-86,0dBm -123dBm/Hz	-86,3dBm -113dBm/Hz



***Фиг. 6**. Спектрална плътност на шумовата мощност в зависимост от дистанцията до волтовата дъга*

От така получените стойности за спектралната плътност на мощността на шума, които можем да означим с NF_{Arc}, и предварително полученото базово ниво ***NF = -128,4 dBm/Hz*** в случай на липса на волтова дъга може да се изрази шумовият фактор ***F*** използвайки зависимостта:

$$F_{[dB]} = NF_{Arc} - NF. \qquad (3)$$



***Фиг. 7**. Спектрална плътност на шумовата мощност в зависимост от поддържащия ток на волтовата дъга*

Въз основа на получения шумов фактор може да се определи еквивалентната шумова температура в конкретните случаи на измерванията като се използва зависимостта [1]:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T}, \qquad (4)$$

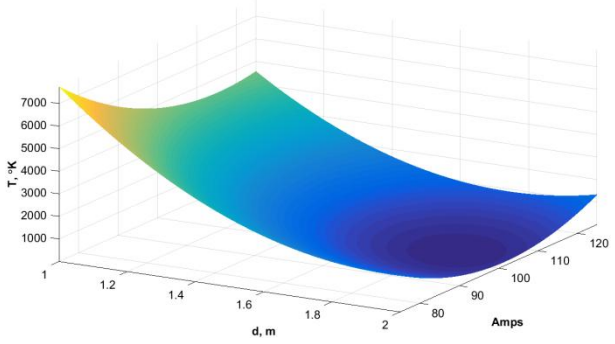
където ***F*** е шумовият фактор представен в линейни мерни единици, а T_e е еквивалент-

ната шумова температура. В табл. №4 са поместени стойностите на шумовия фактор в децибели и еквивалентната шумова температура за разглежданите случаи.

Таблица №4 Шумов фактор и еквивалентна шумова температура при волтова дъга

d, m	***75 A***	***100 A***	***125 A***
1	14 dB 7745 °K	11 dB 3249°K	12 dB 4642°K
1.5	10 dB 2354°K	7 dB 1080°K	6 dB 961°K
2	7 dB 1079°K	6 dB 756°K	5 dB 679°K

На фиг. 8 е представена комплексната зависимост на еквивалентната шумова температура от разстоянието и големината на поддържащия ток на волтовата дъга.



***Фиг.8**. Еквивалентна шумова температура в зависимост от разстоянието и поддържащия ток на волтовата дъга*

От постигнатите резултати прави впечатление, че получените стойности се доближават до реалните температури в плазмените канали, описани в други видове научни разработки като [8].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От резултатите, получени в настоящото изследване на емисиите от волтова дъга могат да се направят следните изводи:

- Експериментално определените стойности за еквивалентната шумова температура са от близък порядък до реалните температури в плазмените канали при волтова дъга, което може да послужи като доказателство за коректно извършените изследвания;
- Спектралната плътност на шумовата мощност се променя в рамките на 5 ÷ 14 dB спрямо нивата при липса на волтова дъга, което кореспондира с резултатите от други изследвания [9] в областта, извършени от членове на настоящия авторски колектив;
- Целесъобразно е да се продължат изследванията на емисиите от волтова дъга с цел да се разработват методи за анализ и отразяването им при реалното имплементиране и експлоатация на комуникационни системи.

ПРИЗНАТЕЛНОСТ

Работата, описана в настоящата статия, е финансирана и извършена по договор № 201ПР0019-07 / 2020 г. към научен проект „Анализ на електромагнитните излъчвания от волтова дъга„„ реализиращ се по инициативата Перспективни ръководители на Научно-Изследователския Сектор към Технически университет – София.

REFERENCE

[1] ITU-R Recommendation P.372, International Telecommunication Union, Geneva;

[2] Dalke R., R. Achatz, Y. Lo, P. Papazian, G. Hufford, Measurement and analysis of man-made noise in VHF and UHF bands, Wireless Communications Conference, 11-13 Aug. 1997, Boulder, CO, USA;

[3] Базелян Е.М., Ю.П Райзер, Физика молнии и молниезащита, Физматлит, Москва, 2001;

[4] https://en.wikipedia.org/wiki/Eurobalise;

[5] Hatsukade S., A. Yamanaka, Calculation of Interference between Railway Traction Inverters and Balises, EMC'14,Tokyo, 2014;

[6] https://www.gwinstek.com/en-GB/products/detail/GSP-830;

[7] UNISIG SUBSET-085 - Test Specification for Eurobalise FFFIS, Issue 3.0.0, Feb 24, 2012;

[8] Wang X., J. Huang, Y. Huang, D. Fan, Y. Guo, Investigation of heat transfer and fluid flow in activating TIG welding by numerical modeling, Applied Thermal Engineering Vol 113, pp 27-35, 25 Feb 2017, https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2016.11.008;

[9] Angelov K., S. Kremenski, Observation of Electric Arc RF-Emissions with Radial H-Field Probe, International Scientific Conference UNITECH 2015, Proceedings vol. 2 ISSN: 1313-230X (pp 92-97), 20-21 November 2015, Technical University Of Gabrovo.

[1] *Климент Н. Ангелов, д-р инж., гл. ас., катедра РКВ, при ФТК, ТУ-София, kna@tu-sofia.bg.*

[2] *Петър Яворов Матов, студент, спец. Телекомуникации, ТУ-София, pmatov@tu-sofia.bg.*

[3] *София Н. Ангелова, д-р инж., гл. ас., катедра ИД, при МФ, ТУ-София, sna@tu-sofia.bg.*

РАЗПОЗНАВАНЕ НА ШУМОВЕ В КОМУНИКАЦИОННИ КАНАЛИ ПОСРЕДСТВОМ ИЗКУСТВЕНИ НЕВРОННИ МРЕЖИ

Дионисия Даскалаки
Технически университет – Габрово
dianisia_d@abv.bg

NOISE RECOGNITION IN COMMUNICATION CHANNELS BY ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

Dionisia Daskalaki
Technical University of Gabrovo
dianisia_d@abv.bg

Abstract

In this paper, the processes about synthesis of artificial neural networks for noise recognition in communication channels were considered. Gaussian White Noise (GWN) and Periodic Random Noise (PRN) as well as digital signals with the presence of these noises are objects of simulation investigation. Accuracy, Mean Squared Error (MSE), regression and ROC curves and specific indicators for classification quality are analyzed. A different number of neurons in the hidden layers and type of output transfer function are evaluated. The accuracies more than 90.00 % were observed about the test signals.

Keywords: noise recognition; GWN; IFN; artificial neural networks.

ВЪВЕДЕНИЕ

Възникналите шумове в каналите за връзка при предаване на сигнали водят до съществени изменения в тяхната форма, независимо дали са аналогови или цифрови.

Изследванията по отношение на обработката и анализа на сигнали в комуникационните системи в различни сфери на индустрията основно са свързани с разпознаване на речеви, звукови или биомедицински сигнали в канали, представляващи преносна среда с наличие на шумове. Инструменти, които са прилагат за идентификация, са Deep Neural Networks (DNN), Скрити модели на Марков, Multivariate Analysis of Variance (MANOVA), Multi-layer Perceptrons и други [1-4].

Други изследвания относно процесите по оценяване и редуциране на шумове в комуникационните системи се базират на специализирани подходи и алгоритми, между които могат да бъдат посочени:

- Independent Component Analysis (ICA) и Recursive Least Squares (RLS) в системите за разпознаване на реч;
- Support Vector Machine (SVM), k-means, k – Nearest Neighbors (k-NN) в оптичните комуникации;
- DNN и Convolutional Neural Networks (CNN) в OFDM и TDMR системи [5-8].

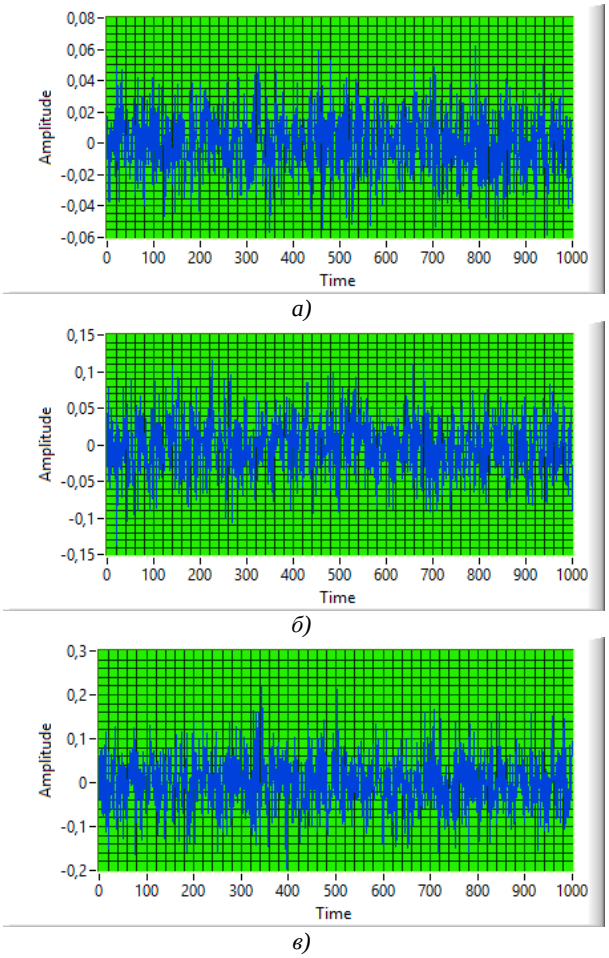
В доклада са представени част от резултатите при анализ и оценка на feed-forward backpropagation невронни мрежи при обучение с Levenberg-Marquardt алгоритъм при разпознаване на симуларани:

- типове шум – GWNs (клас №1) при вариращо стандартно отклонение и PRNs (клас №2) с променлива спектрална амплитуда;
- правоъгълни сигнали с наличие на GWN при различни стандартни отклонения на шума (клас №1) и PRN с промяна на спектралната амплитуда (клас №2), разпространени в ка-

налите за връзка в различни по архитектура, функционалност и предназначение комуникационни системи.

ИЗЛОЖЕНИЕ

На фиг. 1 и фиг. 2 са дадени осцилограми на получените в симулационна среда LabVIEW групи шумове при фиксирани идентични стойности на стандартното отклонение за GWN и спектралната амплитуда при PRN, съответно 0.02, 0.04 и 0.06. Въз основа на експерименталните сигнали по аналогия на посочените нива на симулационните параметри е формирана информационна извадка включваща три информативни признака от 2000 наблюдения (GWNs - 1000 еталона, и PRNs - 1000 еталона).



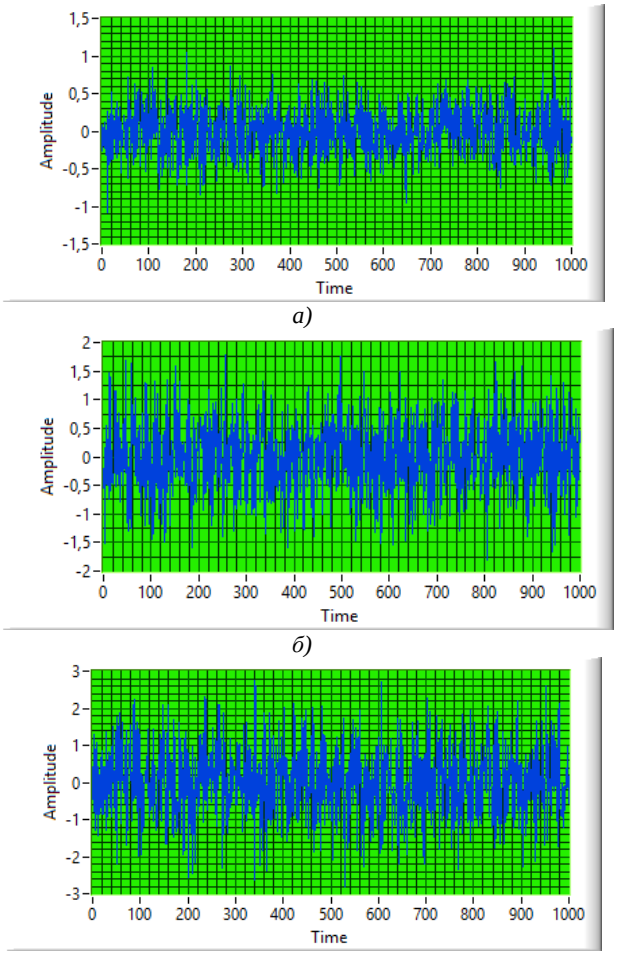
а)

б)

в)

***Фиг. 1**. Осцилограми на GWN при стандартно отклонение а) 0.02, б) 0.04 и в) 0.06*

Извършено е обучение на изкуствени невронни мрежи за разпознаване на GWNs и PRNs при задаване на линейна и тангенс-сигмоидална функции на активация в изходните слоеве при 70 % от данните във входния набор. Резултатите от изследването са обобщени в таблица 1 и таблица 2. Съдържанието на таблиците се свързва с изменения на точността и средноквадратичната грешка в границите от 5 до 20 скрити неврона.



а)

б)

в)

***Фиг. 2**. Осцилограми на PRN при спектрална амплитуда а) 0.02, б) 0.04 и в) 0.06*

***Таблица 1.** Резултати при разпознаване на GWNs и PRNs с изкуствени невронни мрежи с линейна изходна активационна функция*

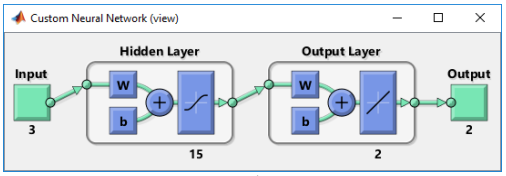
Скрити неврони	Точност, %	Средноквадратична грешка
5	94.0	0.0441
6	97.0	0.0310
7	97.7	0.0255
8	97.3	0.0284
9	98.3	0.0224
10	97.3	0.0282
11	99.7	0.0201
12	98.0	0.0265
13	97.3	0.0256
14	98.3	0.0251
15	100.00	0.0118
16	99.7	0.0188
17	98.3	0.0235
18	99.3	0.0170
19	99.0	0.0173
20	98.7	0.0219

Таблица 2. *Резултати при разпознаване на GWNs и PRNs групи сигнали с изкуствени невронни мрежи с тангес-сигмоидална изходна активационна функция*

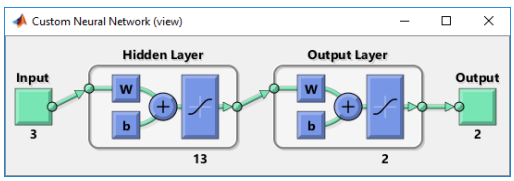
Скрити неврони	Точност, %	Средноквадратична грешка
5	99.3	0.0078
6	99.3	0.0115
7	99.0	0.0065
8	100.0	0.0074
9	98.7	0.0102
10	98.3	0.0115
11	99.3	0.0107
12	98.7	0.0121
13	100.00	0.0021
14	98.7	0.0126
15	99.3	0.0069
16	99.7	0.0091
17	99.7	0.0069
18	98.7	0.0140
19	99.7	0.0130
20	98.3	0.0137

При линейна активация са регистрирани минимална 98.3% и максимална 100.0 % точност при 5 и 15 междинни неврона. Грешката варира от 0.0118 при 15 до 0.0441 при 5 скрити неврона. По отношение на тангенс-сигмоидална изходна активация е наблюдавана най-ниска точност 98.3 % при 10 и 20 скрити невронни единици, докато най-високата 100.0 % е достигната при 8 и 13. При втория критерии за качество е констатирано изменение от 0.0021 до 0.0140, съответно при 13 и 19 неврона в междинния слой.

Откроява се тенденция на преимущество на тангес-сигмоидалната пред линейната активационна функция предвид регистрираните по-ниски стойности на MSE. На фиг. 3 са дадени селектираните мрежи при 15 и 13 с най-добри показатели при двете функции - линейна и тангенс-сигмоидална.

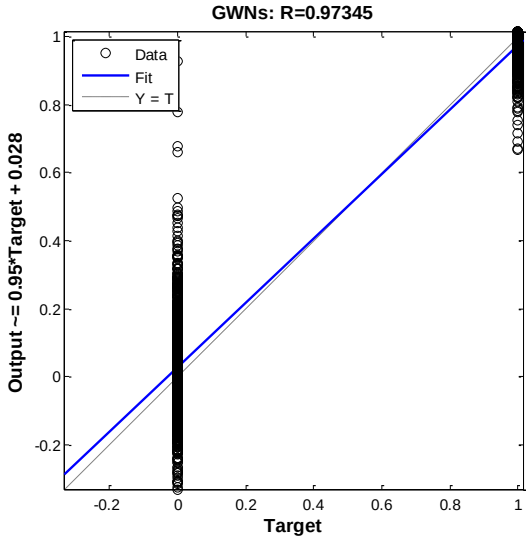


а)

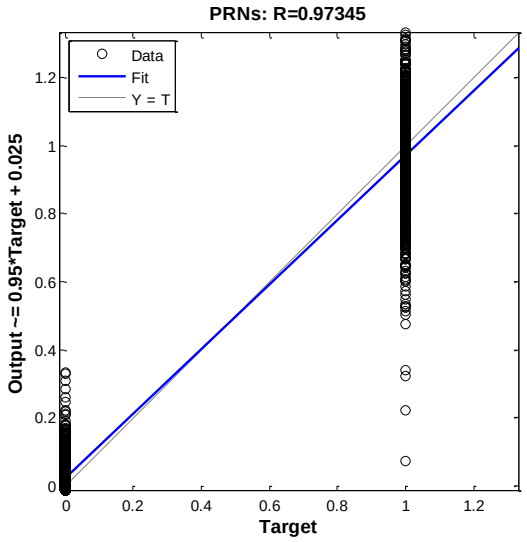


б)

Фиг. 3. *Избрани невронни мрежи за разпознаване на GWNs и PRNs при изходна а) линейна и б) тангес-сигмоидална актиционна функция*



а)



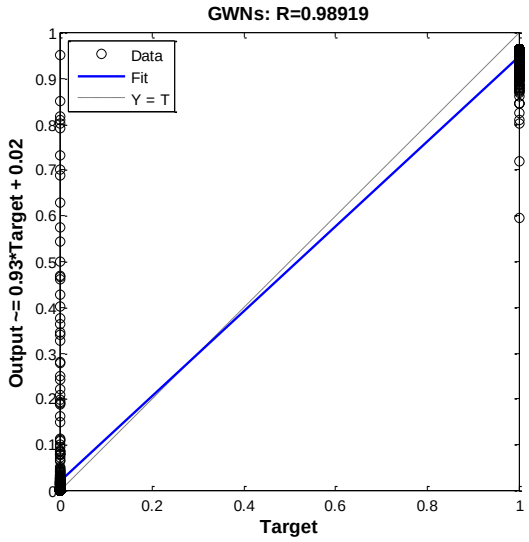
б)

Фиг. 4. *Зависимости за изходите на селектираната мрежа за разпознаване на GWNs и PRNs при изходна линейна актиционна функция*

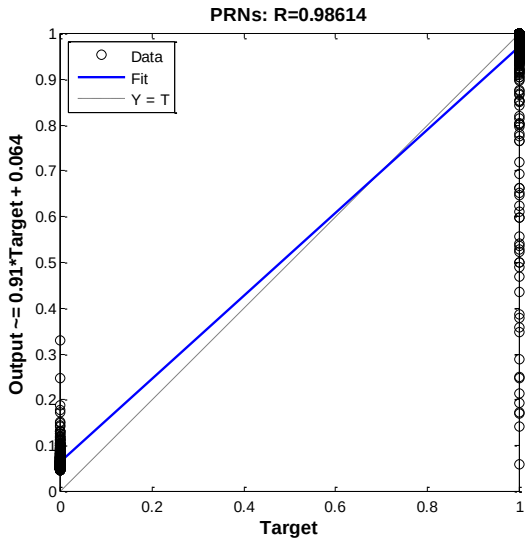
Направени са допълнителни процедури по оценка на синтезираните мрежи като са изведени зависимости за изходите – фиг. 4 и фиг. 5, и грешките от процеса на разпознаване с тяхно приложение на фиг. 6. Констатирани са високи нива на корелационните коефициенти, както следва за:

- „GWNs“ – R = 97345 и R = 98919 за мрежа с линейна и тангенс-сигмоидална функция;
- „PRNs“ - R = 97345 относно мрежата с линейна и R = 98614 за тази с тангес-сигмоидална изходна функция.

Забелязва се по-високата степен на R при втората тестова архитектура, потвърждаваща установената тенденция между използваните типове активации на изхода. Налице е добро групиране на данните.



а)

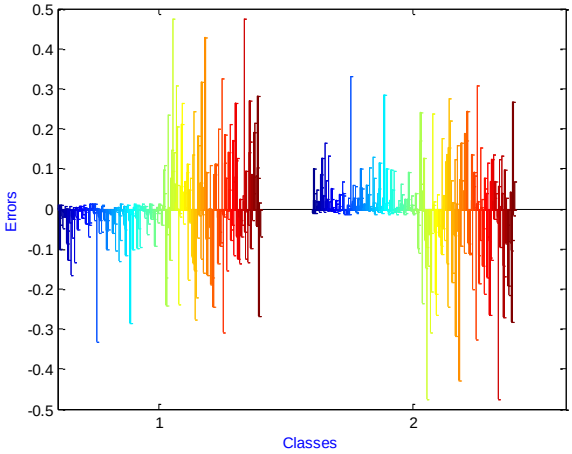


б)

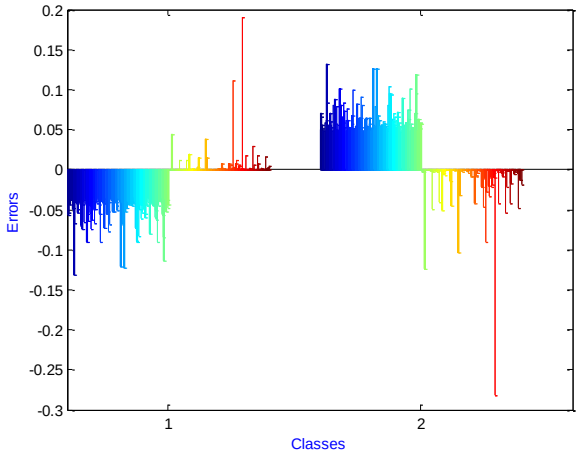
***Фиг. 5**. Зависимости за изходите на селектираната мрежа за разпознаване на GWNs и PRNs при изходна тангес-сигмоидална актиционна функция*

Установени са удовлетворяващи интервали на вариране на грешките (разлики между целевите и калкулираните от невронните мрежи резултати от -0.5 до 0.5) относно данните от тестовата извадка. Във връзка с мрежата при линейна изходна активация, показателя се изменя от -0.4753 до 0.4753, докато при тази с тангенс-сигмоидална, респективно от -0.2816 до 0.1902.

На следващ етап бяха симулирани правоъгълни сигнали с добавени GWN и PRN при нива на конфигурационните параметри 0.02, 0.04 и 0.06. Техните осцилограми са представени на фиг. 7 и фиг. 8.

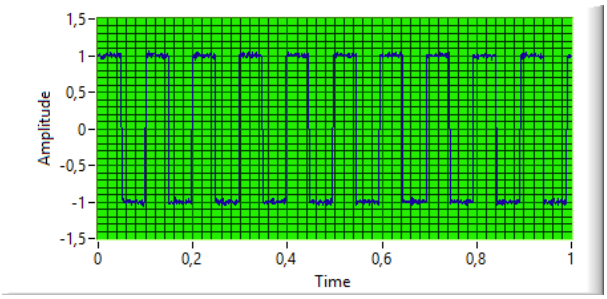


а)

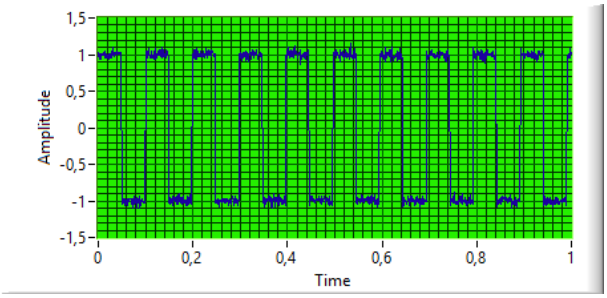


б)

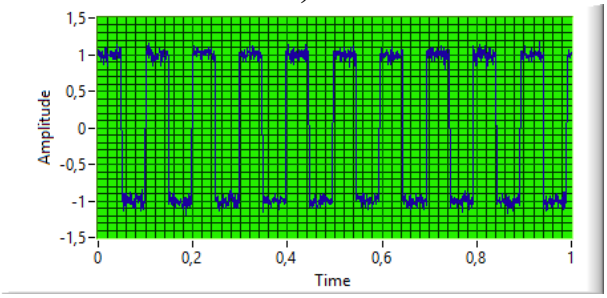
***Фиг. 6**. Грешки за синтезираните невронни мрежи за разпознаване на GWNs и PRNs при изходна а) линейна и б) тангес-сигмоидална актиционна функция*



а)

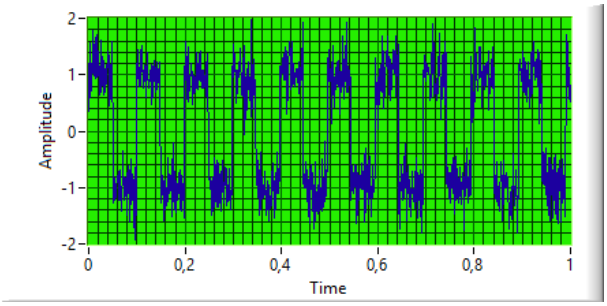


б)

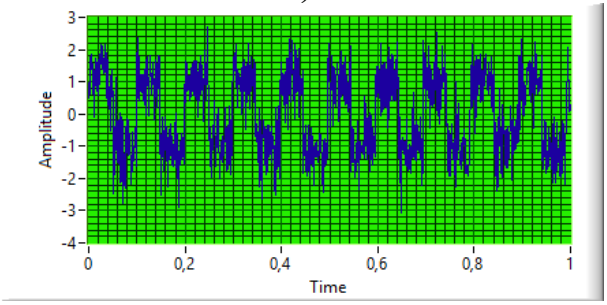


в)

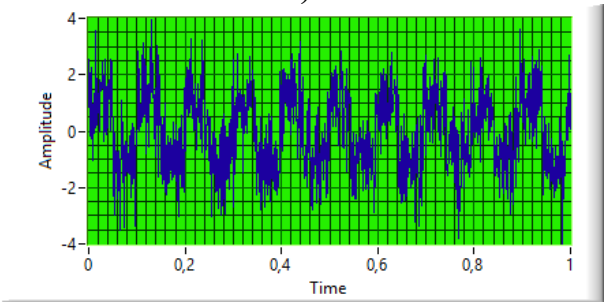
***Фиг. 7**. Осцилограми на правоъгълни сигнали с GWN*
при стандартно отклонение на шума
а) 0.02, б) 0.04 и в) 0.06



а)



б)



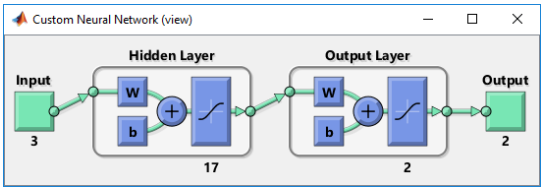
в)

***Фиг. 8**. Осцилограми на правоъгълни сигнали с PRN при спектрална амплитуда на шума*
а) 0.02, б) 0.04 и в) 0.06

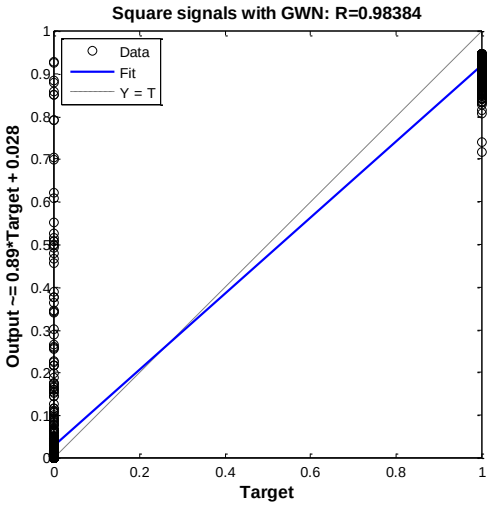
В таблица 3 са обобщени резултатите във връзка с архитектури с изходна тангенс-сигмоидална функция на активация. Анализът и оценката са направени при същия диапазон на вариации на междинните неврони. Констатирано е минимално показание за точността 91.7 % при 5 скрити неврона, като за останалата по-голяма част от тестовия интервал критерия се изменя от 97.7 % при 12 до най-високата си стойност 100.0% при 17 неврона. Нивата на средноквадратичната грешка варират от 0.0186 до 0.0049 при 12 и 17 неврона в скрития слой с изключение на регистрираната MSE = 0.0608 при 5 междинни неврона. Фигура 9 онагледява избраната невронна мрежа с 17 междинни неврона за идентификация на правоъгълните сигнали с наличие на шумове.

***Таблица 3.** Резултати при разпознаване на правоъгълни сигнали с GWN и PRN с изкуствени невронни мрежи с тангес-сигмоидална изходна активационна функция*

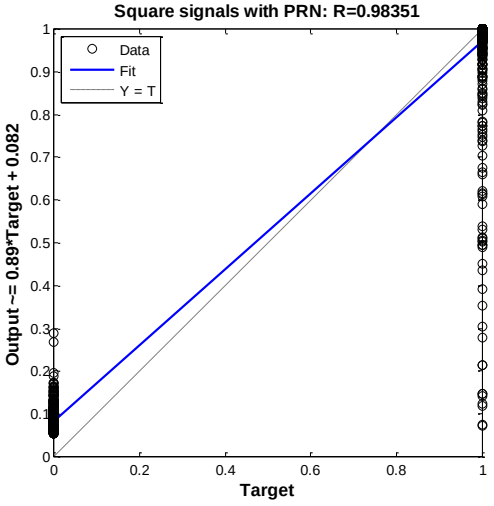
Скрити неврони	Точност, %	Средноквадратична грешка
5	91.7	0.0608
6	99.0	0.0076
7	99.3	0.0072
8	99.00	0.0084
9	98.3	0.0142
10	98.0	0.0162
11	99.3	0.0063
12	97.7	0.0186
13	98.3	0.0158
14	98.3	0.0144
15	99.0	0.0117
16	99.7	0.0057
17	100.0	0.0049
18	99.7	0.0171
19	99.0	0.0136
20	98.7	0.0159



***Фиг. 9**. Избрана невронни мрежа с изходна тангес-сигмоидална актиционна функция за разпознаване на правоъгълни сигнали с GWN и PRN*

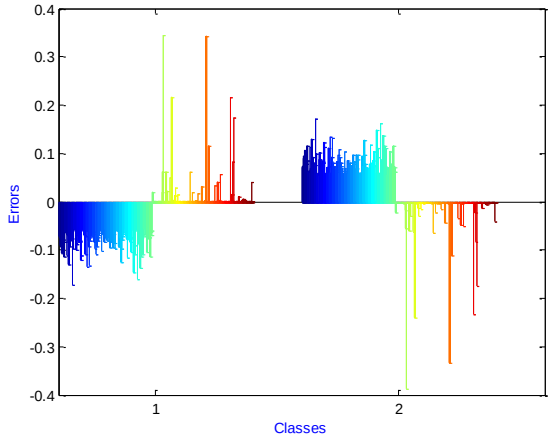


а)



б)

***Фиг. 10**. Зависимости за изходите на селектираната мрежа с изходна тангес-сигмоидална актиционна функция за разпознаване на правоъгълни сигнали с GWN и PRN*



***Фиг. 11**. Грешки за синтезираната невронна мрежа с тангес-сигмоидална актиционна функция за разпознаване на правоъгълни сигнали с GWN и PRN*

Зависимостите на фиг. 10 показват добро сходство между пресметнатите и целевите резултати с високи нива на корелация, както следва R = 0.98384 за сигнали с GWN и R = 0.98351 за сигнали с PRN. Грешките за селектираната невронна мрежа на фиг. 11 попадат в интервала от -0.3861 до 0.3455.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Синтезирани са архитектури на изкуствени невронни мрежи за разпознаване на симулационни шумове с максимална достигната точност при линейна и тангенс-сигмоидална функция на активация в изходните слоеве. Сравнително по-добри показатели са регистрираните при втория тип, използван като базова функция при изследване на задачата за идентификация на правоъгълни сигнали с присъствие на разгледаните шумове. Тук отново е постигнато коректно разпознаване на тестовите сигнали.

Представените резултати дават основание за продължаване на работата по изследването при анализ и оценка на шумове и сигнали с добавени шумове в реални комуникационни системи.

REFERENCE

[1] Vikramjit M., Franco H., Bartels Ch., Hout J., Gracierena M., Vergyri D. Speech recognition in unseen and noisy channel conditions, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2017, pp. 5215-5219.

[2] Rawool V., Detection of Auditory signals in quiet and noisy backgrounds while performing a visuo-spatial task, Noise & Health, vol. 18(85), 2016, pp. 283-287.

[3] Valenti M., Tolenti D., Vesperini F., Principi E. A neural network approach for sound event detection in real life audio, European Signal Processing Conference, 2017, 2823-2827.

[4] Krishna G., Tran C., Yu J., Tewfik A. Speech recognition with no speech or with noisy speech, International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2019, pp. 1019-1094.

[5] Shrawankar U., Thakare V., Noise estimation and noise removal techniques for speech recognition in adverse environment, International Federation for Information Processing, 2010, pp. 336-342.

[6] Avendano F., Soto A., Gonzalez N., Serafino G., Ghelfi P., Bogoni A., Machine learning

techniques for noise analysis in optical systems, Intelligent System and Computing, 2019, pp. 1-15.
[7] Hasan A., Shongwe Th., Impulse noise detection in OFDM communication system using machine learning ensemble algorithms, Advances in Intelligent Systems and Computing, 2017, pp. 1-9.
[8] Fan C., Yuan X., Zhang Y., CNN-based signal detection for banded linear systems, IEEE Globecom, 2018, pp. 1-27.

ТОПОЛОГИЯ НА ОПТИЧНА МРЕЖА В СИСТЕМИ ЗА ДИСТАНЦИОННО УПРАВЛЕНИЕ

Емилия Димитрова[1], Васил Димитров[1]
[1]Висше транспортно училище „Тодор Каблешков“ – София

TOPOLOGY OF OPTICAL NETWORK IN REMOTE CONTROL SYSTEMS

Emiliya Dimitrova[1], Vasil Dimitrov[1]
[1] Todor Kableshkov University of Transport – Sofia

Abstract

Optical networks provide high reliability and maximum geographical coverage. The use of OTN (Open Transport Network) creates the ability to transfer information in various communication requirements: voice, data, video, audio and more. The critical nature of all applications in the event of accidents imposes requirements on the reliability and stability of the network, and economic constraints imply low operating costs. The paper presents elements and devices for building optical networks in remote control systems and the possibilities for reconfiguration of the topology in order to increase the reliability of the system.

Keywords: air conditioning system; energy efficiency.

ВЪВЕДЕНИЕ

Правилният избор на структурата на системата за дистанционно управление на разсредоточени обекти определя до голяма степен възможността за оптимизиране на информационните потоци. Съобразно конкретните случаи на приложение, организацията на връзка между обектите и управляващата част на системата може да има различна структура [1, 2, 3]. Независимо от реализацията, те представляват сложен комплекс от технически и програмни средства и са изградени на йерархичен принцип с ясно отделени три нива:

- обектно (ниско) ниво – обхваща всички съоръжения, разположени обикновено на голяма територия и подлежащи на диспечерско управление;
- комуникационно ниво, осигуряващо връзката между обектите и центъра за управление (ЦУ);
- диспечерско (горно) ниво (ЦУ, където е разположено и работното място на диспечера).

ЦУ включва мощен изчислителен комплекс, който събира данни и извършва и управление в режим на реално време чрез отдалечените терминали (Remote Terminal Unit – RTU). Гамата на RTU е много широка и включва от комбинирани електронни прибори (сензор – актуатор) до специализирани многопроцесорни отказоустойчиви устройства, извършващи обработка на информация и управление в реално време. Конкретната реализация се определя от спецификата и предназначението на системата.

В доклада се разглеждат принципите на изграждане на комуникационното ниво на система за дистанционно управление и възможностите за повишаване на надеждността при пренасяне на информацията.

ТОПОЛОГИЯ НА КОМУНИКАЦИОННИ СИСТЕМИ

Една от основните функции на системите за дистанционен мониторинг и управление е пренасянето на информация. Структурата се определя от множеството възмож-

ни отношения между подсистемите и елементите и се реализира чрез съответните връзки между тях, които могат да бъдат организирани по различен начин. Според характера на взаимодействие се различават прави и обратни връзки, които изразяват посоката на предаване на управляващата и контролната информация.

Комуникационната система е средата за пренасяне на информацията между обектите и диспечерския център. Тя може да бъде реализирана с помощта на най-различни комуникационни устройства, което зависи от предназначението на конкретната система.

Системите със съсредоточена структура обикновено обхващат един операторски пункт, наречен център за управление (ЦУ), в който се получава информация за състоянието на обектите и един контролируем пункт (КП), около който са съсредоточени обектите (О) – фиг. 1. Очевидно е, че тук става дума за управление на ограничен брой обекти и системи със сравнително малка информационна мощност.

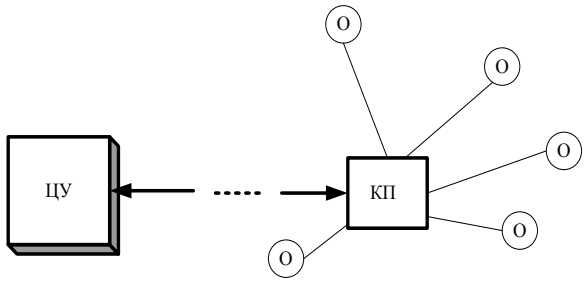
Системите с линейна структура (фиг. 2) обхващат един ЦУ и няколко КП, свързани с обща линия за връзка. Системите с такава структура са особено подходящи при управлението на движението на влаковете в железопътния транспорт и метрополитена.

В системите с радиална структура (фиг. 3) контролируемите обекти са обединени около няколко отделни КП, които са свързани с ЦУ посредством независими линии за връзка (ЛВ). Тази структура се прилага в системите за управление на топло- и водоразпределението в градовете и др. подобни обекти.

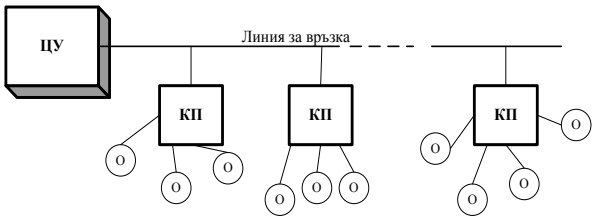
В системите с дървовидна (йерархична) структура са включени няколко йерархични нива (фиг. 4). С малки изключения обектите са съсредоточени около контролируеми пунктове на най-ниското ниво. Няколко контролируеми пункта от това ниво кореспондират с пункт за управление (ПУ) от второто ниво. Всички ПУ са свързани с ЦУ. Подобна структура се прилага при изграждането на системи, контролиращи различни по характер обекти, разсредоточени на големи територии – производството и разпределението на електро-енергия, влаковото движение по железопътна мрежа и др.

Кръгообразната (пръстеновидна) структура (фиг. 5) обхваща:

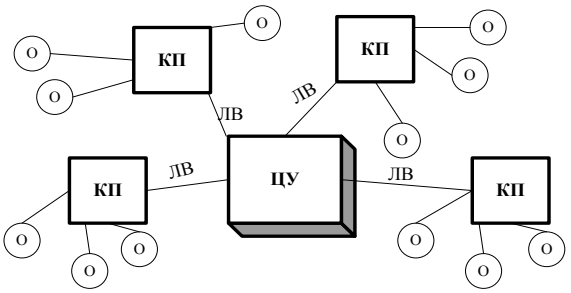
- магистрални пръстени (1), по които данните се предават в противоположни посоки;
- комуникационни възли (2);
- център за управление на мрежата (3).



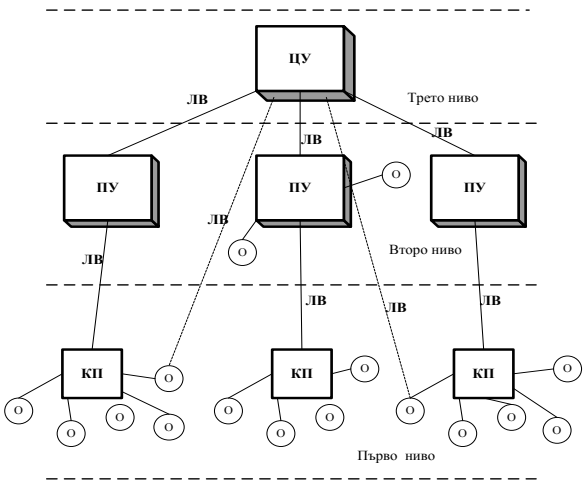
***Фиг. 1**. Системи със съсредоточена структура*



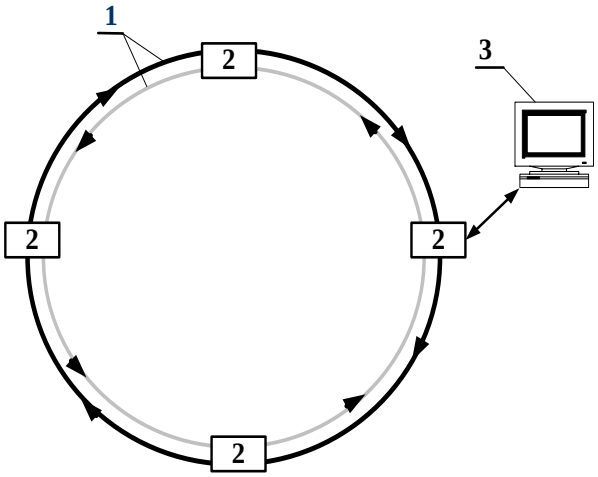
***Фиг. 2**. Системи с линейна структура*



***Фиг. 3**. Системи с радиална структура*



***Фиг. 4**. Системи с дървовидна (йерархична) структура*



***Фиг. 5**. Кръгообразна (пръстеновидна) структура*

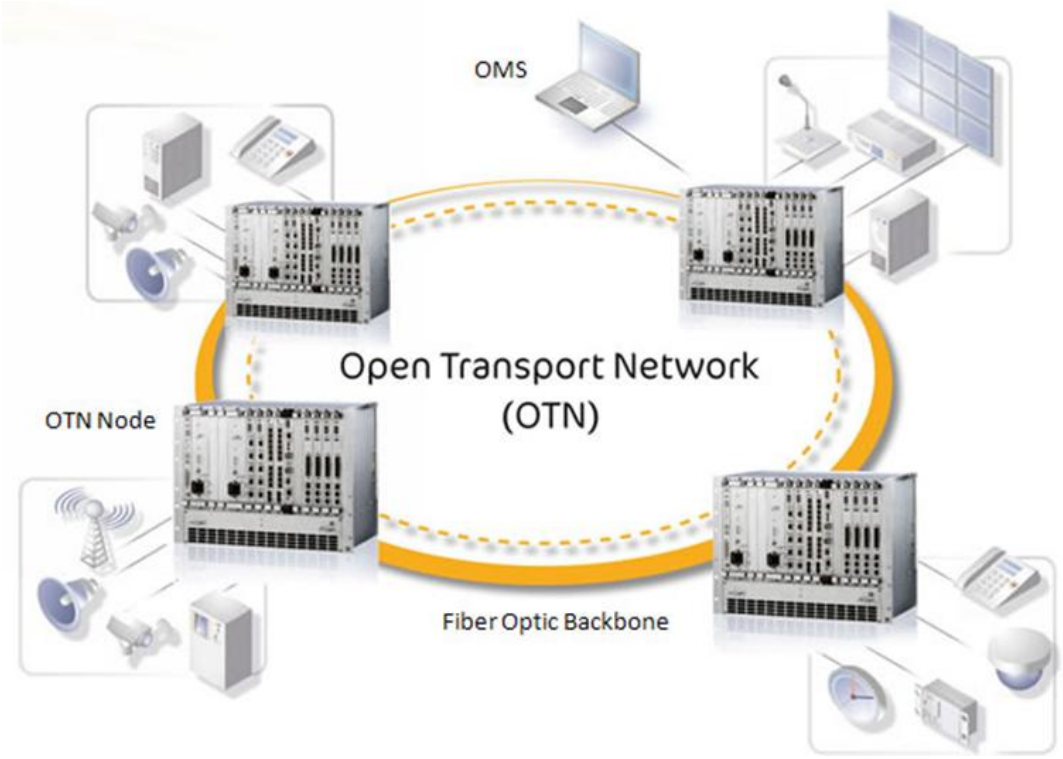
Характерна особеност на разсредоточените обекти е, че твърде често се налага промяна на конфигурацията на самите обекти. Това води до промяна на броя на контролираните точки и на информационните потоци. В много случаи една и съща информация е необходима за различни цели на управлението на различни нива. От тук следва и изискването по отношение на комуникационната система между обектите и ЦУ: да може лесно да се разширява без да се нарушават основните изисквания за скорост при пренасяне на информацията и шумоустойчивост.

В това отношение особено перспективно става използването на OTN (Open Transport Network) – отворени комуникационни мрежи, които се предлагат от редица фирми, работещи в областта на комуникациите [4, 5]. Като правило, те се организират по пръстеновидна структура и за преносна среда се използва оптична мрежа.

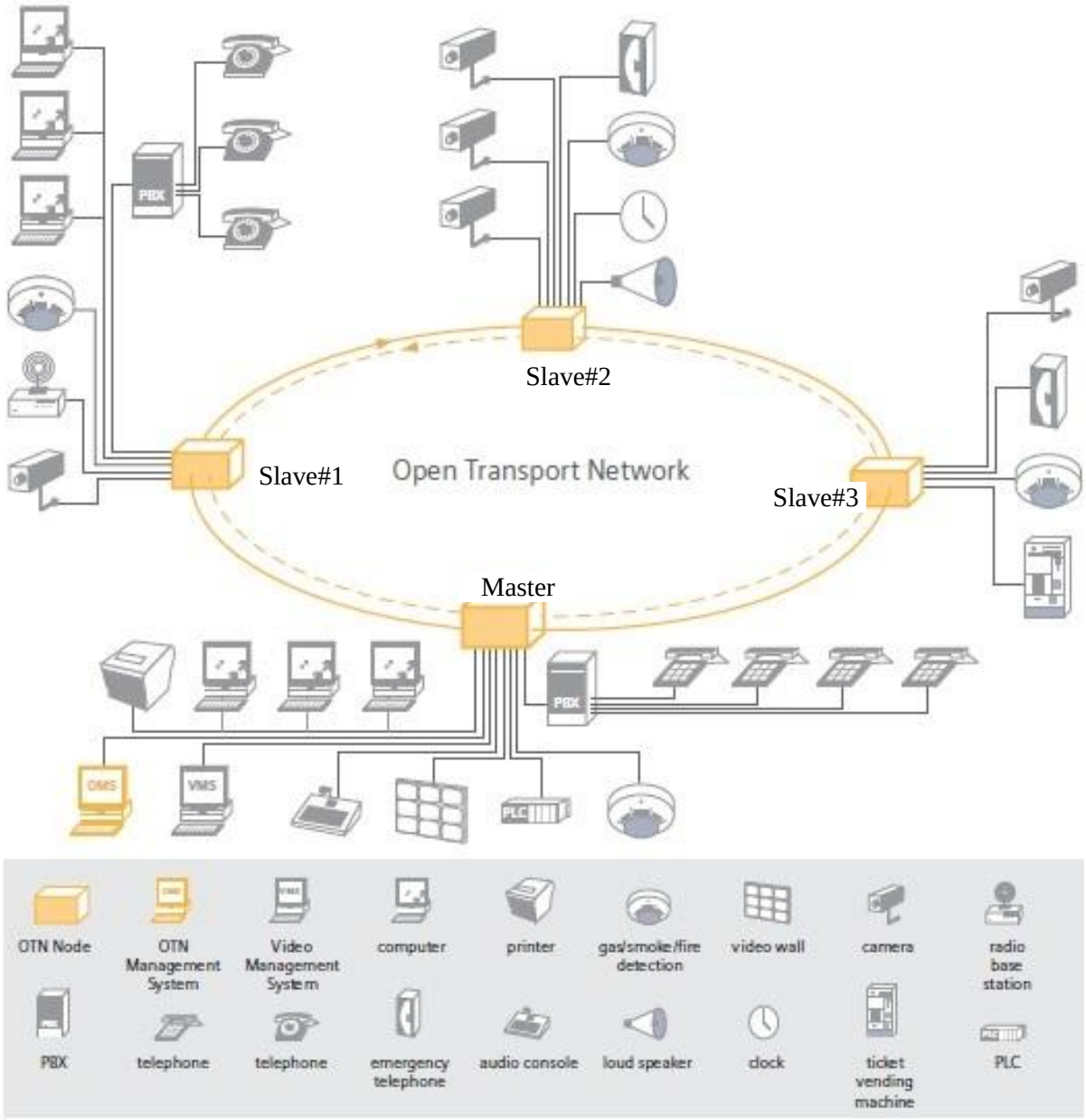
СТРУКТУРА НА OTN

Технология с оптични влакна е от ново поколение индустриални мрежи, осигуряващи много широки честотни ленти за предаване на информация, висока надеждност и увеличено максимално географско покритие [4, 5].

OTN е преносна система, специално проектирана за индустриална среда. Промишлената мрежа се характеризира с разнородни изисквания за комуникация: глас, данни, видео, аудио и др. (фиг. 6). Освен това критичният характер на всички приложения в случай на инциденти налага изисквания относно надеждността и устойчивостта на мрежата, докато икономическите ограничения предполагат ниски експлоатационни разходи за поддържане, лесно инсталиране и използване, работа в продължение на 10-15 г. жизнен цикъл.



***Фиг. 6.** Принципна схема на Отворена Транспортна Мрежа OTN*



***Фиг. 7**. Принципна схема на изграден оптичен кръг*

OTN може да изпълни всички описани изисквания и е подходяща за приложение в системите за дистанционно управление на разсредоточени обекти в метрото, железопътния транспорт, аерогари, мини, петролни и газови тръбопроводи, нефтопреработване, химическа промишленост и др.

Мрежовата архитектура на OTN се основава на следните основни системни компоненти: оптична мрежа (fiber optic backbone), OTN възли (OTN nodes) и система за управление на мрежата (Network Control Center NCC или OTN Management System OMS), включена към възел, наречен главен (Master) – в ЦУ. Останалите възли се означават като подчинени (Slave).

Комуникационните възли осъществяват връзката с двойния пръстен на системата посредством мрежови модули и реализират обмен на данни с устройствата от съответния обект чрез интерфейсни модули. По този начин се осигурява пренасянето на всички сигнали (контролиращи и управляващи) между ЦУ и обектите. Следователно, конфигурацията на OTN възела зависи от преносната среда, топологията, разстоянието между възлите и от устройствата, подлежащи на мониторинг и управление.

Други компоненти на OTN са показани на фиг. 7. Към мрежата могат да бъдат включени компютри, принтери, локални телефонни централи (PBX – Private Branch

Exchange), сирени и високоговорители, пожаро-известителни системи, машини за продаване на билети, програмируеми логически контролери (PLC) за връзка с полевите устройства и др. При включването на видеонаблюдение, освен камери и видеостена е необходимо да се интегрират и устройства за осигуряване на връзка с комуникационния възел OVS (OTN Video Solution) и за осигуряване на управление на видеонаблюдението VMS (Video Management System).

ОСИГУРЯВАНЕ НАДЕЖДНОСТТА НА МРЕЖАТА

Поради структурата на двойния пръстен (А – основен, Б – резервен), OTN гарантира висока степен на надеждност. Ако откаже един пръстен или възел (поради повреда, прекъсване, пожар и т.н.), другият пръстен и работещите възли поемат неговите функции – системата извършва автоматично преконфигурация на маршрутите и намира начин да заобиколи мястото на аварията, без да засяга потребителите си. OTN възлите предлагат и резервиране на основните компоненти като захранвания, общи логически карти и оптични модули. Следователно, повреда на секция не води до повреда на системата.

При прекъсване и на двата пръстена съседните възли вземат свое решение за повторна конфигурация и пътят за данни се обръща автоматично – принцип на т.нар. „самовъзстановяване“ (фиг. 8). Извършва се архивиране на протекли в мрежата събития.

Фиг. 8. *Преконфигурация при прекъсване на пръстените*

Конфигурация с по-висока надеждност е „самовъзстановяващ се пръстен с няколко главни модула“ (фиг. 9). Може да възстанови грешки и повреди в двата пръстена на няколко места. При нормална работа се настройва така, че когато възникне двойна авария да произвежда колкото трябва на брой главни модули (Master) в зависимост от броя на разкъсванията на пръстена и да се връща в режим „Подчинен” (Slave) след възстановяване на прекъснатата връзка. На фиг. 9 функцията „самовъзстановяване“ се активира в Slave#5, #3 и #2, а един от подчинените отчита загуба на връзка с Master#1 и се организира като Master#2 в прекъснатата верига. В режим „Главен” излъчваните съобщения се изпращат едновременно през Master#1 и Master#2. Отговорите от подчинените звена се получават също от Master#1 и #2.

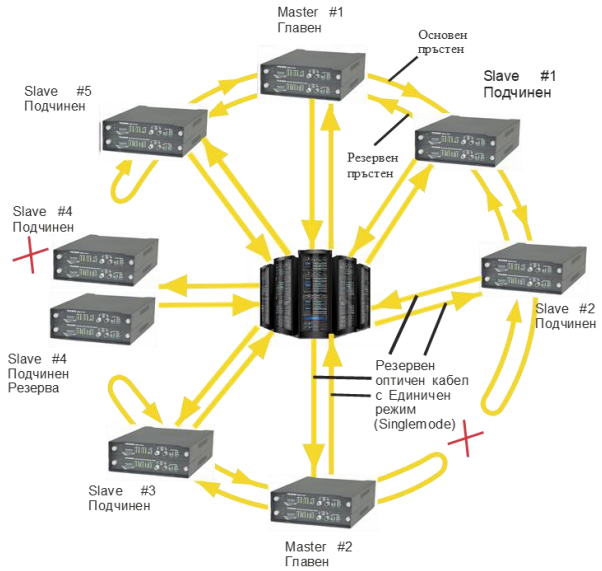
Фиг. 9. *Преконфигурация при прекъсване на пръстените и повреда на възел*

Разгледаните схеми (фиг. 8 и 9) са много добри по начина на изграждане, но има възможност за увеличаване на сигурността посредством някои допълнения. Възможен проблем при прекъсване на оптичния кръг от две страни или на няколко места и създаване на втори и други главни (Master#2, #3,…) е, че станциите (обектите) в прекъснатата верига работят и дават информация помежду си в затворения самостоятелен кръг, но няма как да изпращат и получават информация към ЦУ и да имат връзка с диспечера. Освен това, при повреда в терминала на някоя от станциите няма как диспе-

черът да знае в какво състояние са устройствата в този обект и да ги управлява.

Решението на двата споменати проблема е показано на схемата на фиг. 10. Реализира се топология, която съчетава преимуществата на радиалната и пръстоно-видната структури (фиг. 3 и 5).

Допълнително са включени оптични кабели за връзка (single mode) от всеки възел до ЦУ. По този начин при прекъсване на оптичния кръг няма да има загуба на контрол в станциите. Инсталира се и допълнителен модул (като студен резерв) при всеки комуникационен възел.



***Фиг. 10**. Схема с повишена сигурност на работа*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В доклада са разгледани често използвани топологии на оптични мрежи, използвани в системи за дистанционен мониторинг и управление, посочени са техните предимства, но и възможни недостатъци, които биха довели до загуба на контрол от страна на ЦУ (диспечера).

Предложена е схема за решаване на посочените проблеми, която е с много по- висока надеждност, непрекъснато осигурява връзка между ЦУ и обектите, но е с по-големи инвестиции. Като компромисен вариант може да се изгради допълнителна връзка само с по-важните комуникационни възли в зависимост от контролираните съоръжения. За правилен избор на схема при всяка конкретна реализация може да се проведе изследване посредством предварително моделиране и симулация и да се използват получените резултати за скорост на преконфигурация на мрежата при промяна в топологията за случите от фиг. 8, 9 и 10, латентност, трафичен анализ с оценка на загубите и др.).

Изборът на схема зависи от финансовите възможности и категорията на стратегическия обект, за който се изгражда система за дистанционно управление. При задаване на целева функция на изследваните модели може да се намери оптимално решение за определяне броя на необходимите допълнителни връзки с по-важните комуникационни възли (оптимално съотношение на инвестициите и надеждността на реализираната конфигурация).

REFERENCE

[1] Stouffer K., J. Falco, K. Kent, Guide to Supervisory Control and Data Acquisition (SCADA), and Industrial Control Systems Security, NIST, Gaithersburg, 2011

[2] Sokolov B. The optimal structure reconfiguration control in an intelligent system. Int. Sc. Conf., Pskov, Proceedings, 2008

[3] Thampi G., A. Gawade, L. Kurup, Investigating the preparedness for Adaptive SCADA for efficiencies in energy utility companies, Int. Journal of Advancements in Research & Technology, Vol. 2, Issue 5, 2013, pp. 475-479

[4] OTN systems – structure, features, advantages, OTN Systems, 2011, available at: http://www.otnsystems.com/

[5] OTN Systems – Dedicated Networks for Critical Environments, available at: http://www.otn.be/

ИЗГРАЖДАНЕ И КОНФИГУРИРАНЕ НА СИСТЕМА ЗА МОНИТОРИНГ НА ТЕЛЕВИЗИОННИ КАНАЛИ

Панайотис Когиас[1], Станимир Садинов[2], Сейхан Садък[2], Михаил Маламатудис[1], Християн Христов[2]

[1]*Международен Елински Университет – Кавала, Гърция*
[2]*Технически Университет – Габрово, България*

BUILDING AND CONFIGURATION OF A PLAYOUT MULTIVIEWER MONITORING SYSTEM

Panagiotis Kogias[1], Stanimir Sadinov [2], Seyhan Sadak [2], Michail Malamatoudis [1], Hristian Hristov [2]

[1] *International Hellenic University – Kavala Campus, Greece*
[2] *Technical University of Gabrovo, Bulgaria*

Abstract

The article presents an example project of a system for monitoring of 24 digital TV channels. At the beginning, there are described the signals used and their certified standards and protocols - SMPTE 292 (HD-SDI), RFC768 (UDP), SRT (open source protocol). The necessary environment and infrastructure for project implementation are considered. The architecture of the infrastructure of two different environments for propagation of the used signals is presented and the conditions and factors taken into account in the design and the way of building the system as well as the choice of its main components are considered.

Keywords: Signals SDI, ASI, UDP, SRT, model for monitoring linear TV channels, command center.

ВЪВЕДЕНИЕ

Нуждата от следене на голям брой видео сигнали, идващи от различни източници в сателитните центрове за управление и пренос на сигнали (Transmission headend monitoring facilities), контролните зали в центровете за излъчване (Master control rooms), подвижните телевизионни станции (DSNG OB VAN) и продукционните апаратни (Production control rooms) е накарало индустрията да разработи многокомпонентна технология наречена Система за мониторинг (Multiviewer Monitoring System).

Основното предназначение на системата е да консолидира множество видео сигнали от различни входове и да ги покаже на един изход, който може да бъде монитор, STB приемник или транспортен стрийм за наблюдение с различни софтуерни приложения. Друго основно предназначение е визуалното следене на съответния видеосигнал на входовете, което служи за превключвания при живи предавания, установяване на проблеми с картината, проверки за отпадане на сигнал.

Системата също дава възможност на наблюдаващия оператор да следи различни показатели в параметрите на входящите сигнали и да бъде уведомяван за отклонение в зададените параметри за наблюдение. Възможна е и конфигурация на различен тип аларми при промяна на параметрите за наблюдение, които да бъдат пращани автоматично на отговорните за входящите сигнали технически лица.

СИГНАЛИ И СТАНДАРТИ

С развитието на нов тип протоколи в стрийминг технологията като SRT (Secure Reliable Transport) вече е възможно дистанционно наблюдение на изхода от системата за мониторинг през публичен интернет на криптиран изходен стрийм с високо качество на видеото. От бизнес гледна точка това позволява на мултимедийни компании излъчващи телевизионни канали в различни държави и ползващи множество дейта-центрове за колокация, да имат един централизиран екип и едно съоръжение за наблюдение на каналите си, като само инсталират и настроят системата за мониторинг в съответния дейта-център.

В изграждането на конкретната система за мониторинг именно SRT протокола използван за изходния сигнал играе ключова роля при проектирането, при избирането на оборудване и софтуер и при начина на конфигурация.

Разпространението на изходния сигнал през публичен интернет е важен икономически фактор в проекта, понеже спестява наем на оптично трасе и човешки ресурс от страна на дейта-центъра в който е разположена системата за наблюдение.

Стандартът SMPTE 292 поддържа 1.5Gbit/s интерфейс. Определени са два точни бит-рейти; 1.485Gbit/s и 1.485/1.001Gbit/s. Коефициентът 1/1.001 е осигурен, за да позволи SMPTE 292 да поддържа видео формати с честота на кадрите от 59,94Hz, 29,97Hz и 23,98Hz, за да бъде съвместим със съществуващите NTSC системи. Версията на стандарта 1.485 Gbit/s поддържа други честоти на кадрите в по-широко приложение, включително 60Hz, 50Hz, 30Hz, 25Hz и 24Hz.

Стандартът също така определя номинални бит-рейти от 3Gbit / s за 50/60 кадъра в секунда 1080p приложения. Тази версия на интерфейса не се използва (и не е реализирана в търговската мрежа); вместо това се използва или разширение с двойна връзка на SMPTE 292M, известно като SMPTE 372, или версия, която работи два пъти по-бързо, известна като SMPTE 424, за 1080p/60 приложения.

Версията на стандарта 1.485Gbit поддържаща честота на кадрите 50Hz е описана и утвърдена от Европейският съюз за радио и телевизия (European Broadcasting Union-EBU) в документа EBU–TECH 3299. Този документ уточнява основните формати на изображенията и цифровите системи в Телевизията с висока разделителна способност (High-definition television - HDTV) в европейската 50Hz среда и признава четири HDTV формата наречени системи за Европа:

- Система 1 (S1) с 1280 хоризонтални и 720 вертикални активни линии в прогресивно сканиране с честота на кадрите от 50Hz, съотношение на страните 16:9. Съкратено 720p/50.
- Система 2 (S2) с 1920 хоризонтални и 1080 вертикални активни линии в презредово сканиране с честота на кадрите от 25Hz, съотношение на страните 16:9. Съкратено 1080i /25.
- Система 3 (S3) с 1920 хоризонтални и 1080 вертикални активни линии в прогресивно сканиране с честота на кадрите от 25Hz, съотношение на страните 16: 9. Съкратено 1080p/25.
- Система 4 (S4) с 1920 хоризонтални и 1080 вертикални активни линии в прогресивно сканиране с честота на кадрите от 50Hz, съотношение на страните 16: 9. Съкратено 1080p / 50.

За разлика от описания горе SDI стандарт, който се използва предимно в телевизионната индустрия и в по специфична среда и съоръжения, UDP принадлежи към новата среда за разпространение на сигнали в компютърни мрежи, базирана на TCP/IP интернет протоколите.

SRT стрийминг технологията има 3 основни предимства:

- Високо начално и крайно качество на картината поради механизма за защита се от трептене, загуба на пакети и колебание на честотната лента.
- Ниска латентност (забавяне), (low latency) - конфигурируемо управление на транспортните потоци, позволяващо преодоляване на мрежовите предизвикателства.
- Високо ниво на защита - 128/256 битово AES криптиране от край до край, което гарантира, че съдържание е защитено по време на разпространението.

SRT стрийминг технологията е успяла да оптимизира поточната производителност в непредсказуеми мрежи, като Интернет, чрез динамично адаптиране към условията в реално време на мрежата между транспортните крайни точки. Това помага да се минимизират ефектите от трептене и промените в честотната лента, докато механизмите за коригиране на грешки помагат да се сведе до минимум загубата на пакети. SRT използва технология за повторно предаване, известна като адаптивно повтаряща се заявка (Adaptive Repeat request - ARQ). ARQ е оптималният метод за справяне с най-често срещаните грешки при предаване на видео и аудио данни по Интернет, като случайни прекъсвания на загубени пакети.

ПРОЕКТИРАНЕ, ИЗБОР НА КОМПОНЕНТИ НА СИСТЕМАТА И КОНФИГУРИРАНЕ

При проектирането и изграждането на такъв тип мониторинг система няма точно установени методи и похвати. Вземат се предвид множество особености и фактори като типа източник на сигнал, броя на входните сигнали, параметрите за мониторинг, средите за разпространение разгледани в предишната глава, вида на изходния сигнал, устройствата за приемането на сигнала в крайната точка, налични ресурси, организацията на наблюдението и т.н.

В текущия проект първо трябваше да бъде съобразено че входните сигнали са два различни вида, идващи от две различни среди. Това са множество SDI и UDP сигнали, които трябва да бъдат канализирани на вход. За тази цел трябваше да се направи проучване за подходящи устройства, входни карти, хардуер и софтуер, които да поддържат интерфейсите на входящите сигнали, да имат достатъчно капацитет и ресурси за 24 телевизионни канала, да подържат протоколите и стандартите на ниво софтуер.

Друга важна задача свързана с избора на софтуерно приложение за мониторинг е възможността за анализ на входящия сигнала по определени параметри, алармите и опциите за уведомяване при проблеми в следените параметри или отпадане на сигнал.

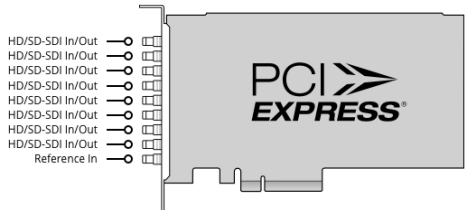
Не на последно място и може би най-съществено и важно при избора на софтуер в проекта е факта че, мониторинг системата трябва да бъде разположена в дейта-центъра, който дистрибутира входящите сигнали, докато изходния сигнал трябва да бъде получен в друга географска локация в център за наблюдение. Обичайната практика в такива случаи е наем на оптични линии, но имайки предвид факта че вече съществува разгледаният по-горе SRT протокол за доставка на висококачествен видео стрийм с ниска латентност през публичен Интернет в проучването трябваше да се включи софтуерно приложение поддържащо SRT протокола на изход. Това би позволило да с ползва вече съществуващата Интернет свързаност в съответния дейта-център, без да е нужен наем на отделно оптично трасе, което прави изпълнението на проекта значително по-евтино.

В резултат на анализи и проучвания по горните критерии, бяха избрани три основни компонента от мониторинг системата:

- Карта за входящите SDI сигнали – DeckLink Quad 2 - Фиг.1.

***Фиг.** 1. Външен вид на видеокарта DeckLink Quad 2*

При този модел са възможни осем конфигурируеми двупосочни вход/изходи (фиг. 2) поддържащи 12-bit SD/HD сигнал.



***Фиг. 2.** Входно-изходни mini BNC инерфейси*

Картата поддържа SMPTE 292M стандарта, както и сигнала описан в система 2 (S2) в EBU – TECH 3299 - 1920 хоризонтални и 1080 вертикални активни линии в презредово сканиране с честота на кадрите

от 25Hz, съотношение на страните 16: 9, съкратено 1080i /25.

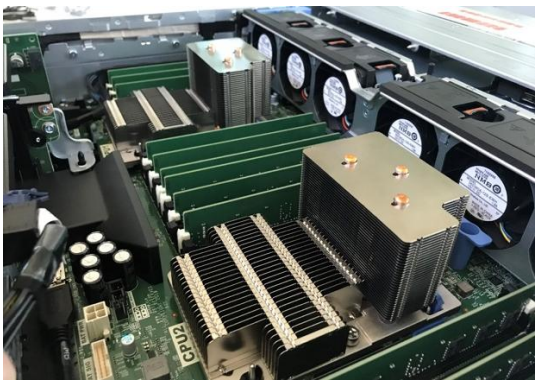
- Сървър Dell Precision 7920 Rack (фиг. 3) – този модел сървър беше избран по спецификация, поради наличието на следните компоненти:
  - Достатъчно PCI-express шини за монтаж на SDI карти (фиг. 4);
  - Четири вградени мрежови адаптера (NIC) (фиг. 5);
  - Допълнителни GPU карти за акселерация на UDP сигнали (фиг. 6);
  - Два процесора от последно поколение Intel Xeon (фиг. 7).

Фиг.3. *Преден панел Dell Precision 7920 Rack*

Фиг. 4. *PCI-express шини 4,8,16 ленти*

Фиг. 5*. Вградени на дънната платка NIC адаптери*

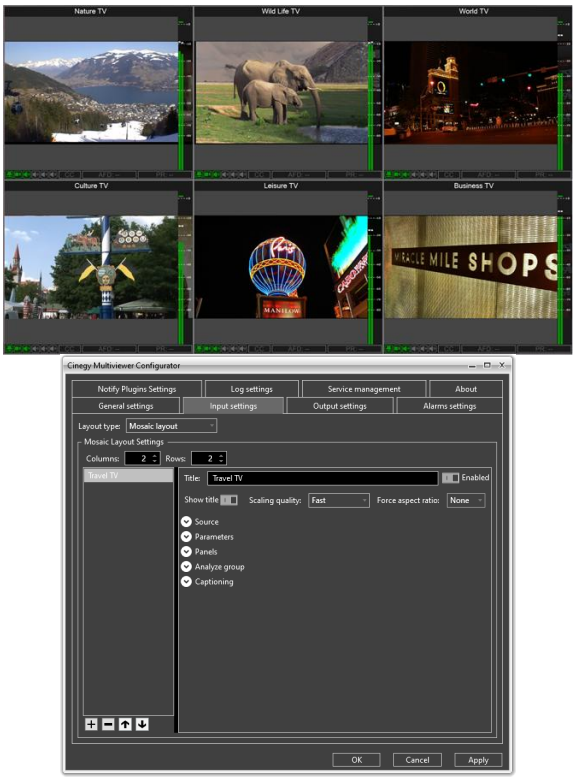
Фиг. 6. *GPU карта Nvidia Quadro с Display port изход*



Фиг. 7. *Процесори Intel Xeon 6244*

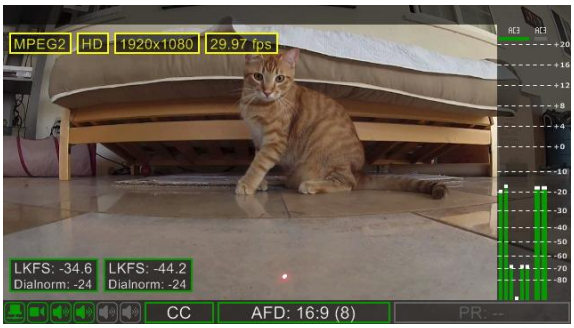
Софтуерно приложение - Cinegy multiviewer (фиг. 8). Този софтуер беше избран поради следните причини:

- Поддръжка на SDI сигнал на вход през Decklink Quad 2 SDI карта.
- Поддръжка на UDP стрийм на вход през вградените NIC карти.
- Подържа GPU акселерация през наличните в сървъра GPU карти.
- Възможност за конфигурация на голям брой входно-изходни сигнали.
- Богат набор от опции за анализ и визуално следене на сигнала.
- Голям брой опции за алармиране при нарушени параметри на сигнала.
- Поддръжка на SRT протокол за изходящия сигнал.



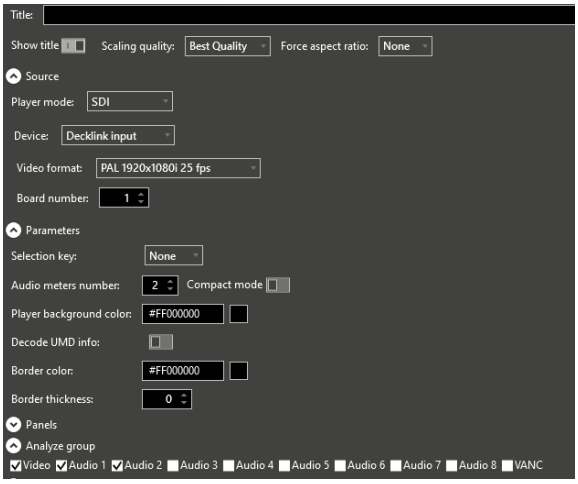
Фиг. 8. *Cinegy multiviewer изходен прозорец към монитор и конфигурационна страница*

Раздел Input setting е важен от гледна точка на това, че в него се определят не само настройките на входящите сигнали, но и колко прозореца от входящите сигнали има в изхода (Mosaic layout settings), дали да се ползва GPU картата за декодиране на входящия сигнал (GPU decoding), каква информация да се показва във всеки прозорец (фиг. 9 – Panels), кой компонент на сигнала да бъде анализиран и показан на изхода (Analyze group).



Фиг. 9. *Panels – примерен изглед от единичен прозорец на входен сигнал*

При конфигурацията на SDI входовете трябваше да се обърне внимание на това кой канал към кой вход е свързан, понеже от интерфейса на приложението се избира само тип входно устройство и номер SDI вход на картата (фиг. 10), след което за всички осем SDI входа беше избран входен видео формат PAL 1920x1080i 25fps.



Фиг. 10. *Конфигурацията на SDI*

Финалната стъпка в конфигурацията на приложението беше настройката на изхода. Той също бе обозначен под MPEG-TS, като имаше опции за избор между различни видове стрийм протоколи - UDP, RTP, SRT. След избор на SRT, трябваше да бъде избран режима на работа. SRT изхода може да действа в два режима: режим повикване (caller) или наречен още активен и режим слушане (listener) или пасивен, различаващи се съществено по IP адреса в URL адреса.

В режим на повикване, началното или крайното устройство действа като инициатор на SRT връзка. Устройството на получателя трябва да знае публичния IP адрес и номер на порта на инициатора. URL адресът на получателя в режим на повикване трябва да съдържа конкретния адрес на източникът на SRT пакетите - srt://10.186.3.41: 5000. Така приложението на получателя, което получава потока, ще достигне до посочения адрес и ще поиска да се изпрати SRT поток.

След избора на режим за SRT изхода, бяха настроени и аудио/видео параметрите в SRT потока – 10Mb/s видео битрейт в H.264 компресия и 192 kbit/s MPEG аудио (Video format/compression), като отново беше избрана хардуерната GPU акселерацията от Nvidia картата за енкодинг на изходния видео сигнал (Video encoder).

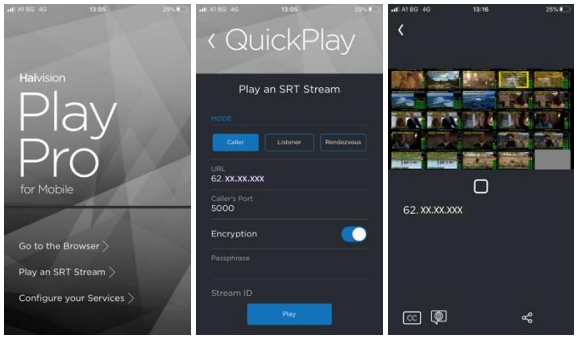
След това беше настроен уеб адреса и порта за входящия SRT стрийм (фиг. 11), както и режим на повикване от STB устройството към софтуерното приложение в сървъра в дейта-центъра, което както отбелязахме по-горе беше настроено в режим на слушане.

Фиг. 11. *Меню за настройка на входящ сигнал Haivision Play 4000*

След тези настройки стрийма беше стартиран и се показа на монитора (фиг. 12), което доказа че крайният резултат е постигнат и конфигурациите и настройките на всички приложения и устройства по веригата са правилни.

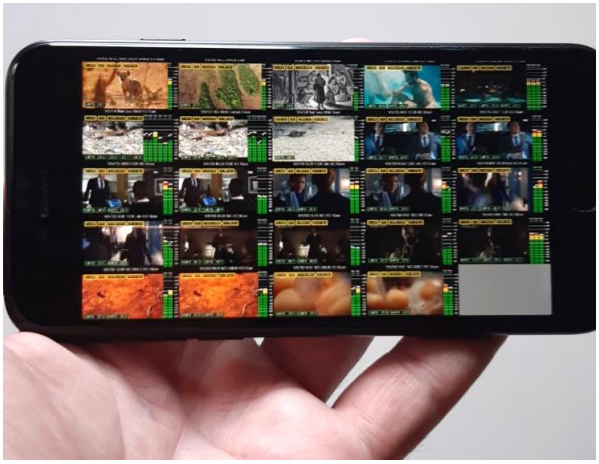
Фиг. 12. *Външен вид на получавания стрийм*

За да се уверим изцяло във възможностите на протокола и да си докажем че действително работи през публичен интернет, решихме да го тестваме през 4G мрежа на мобилен оператор. За тази цел ползвахме приложение за iOS от Apple Store на Haivision наречено Play Pro.



Фиг. 13. *Haivison Play Pro*

В Play Pro приложението също бяха настроени стрийм URL-а, порта и режима на работа, след което стрийма беше стартиран и възпроизведен на мобилен телефон (фиг. 14).



Фиг. 14. *Външен вид на получените телевизионни програми на мобилен телефон*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изключително бързия темп на развитие на телекомуникационните услуги, настъпването на пазара на все повече стрийминг платформи, заедно с появата на все по-мощни мобилни устройства поддържащи висококачествено видео с високи резолюции, водят до подобрения в мрежовите и безжичните технологии, които с увеличаване на честотната лента предоставят все по високоскоростна и стабилна интернет връзка.

В заключение може да се обобщи, че качеството на видеото и плавното възпроизвеждане наблюдавано визуално при теста, доказа че SRT протокола стриймва без очевидно забавяне и никакви прекъсвания H.264 Full HD видео с битрейт от 10 мегабита (Mb/s) през 4G мрежа, което прави изпълнението на текущия проект успешно.

БЛАГОДАРНОСТ

Този доклад и изследванията в него са реализирани по проект „Разработка и изследване на иновативни информационно-базирани модули и системи за комуникации в Интернет на нещата (IoT)”, договор 1910E/2020 г. към УЦНИТ при Технически университет – Габрово.

REFERENCE

[1] EBU-TECH 3299, EBU.UER, Geneva, January 2010.
[2] “Ethernet Part I: Networking | Lantronix”, Lantronix.com, USA 2020.
[3] “IEEE 802.3ab, ae, u”, IEEE, USA.
[4] “Introduction to HD-SDI, 3G-SDI, 6G-SDI, 12G-SDI and 24G-SDI | Optcore.net, USA 2018.
[5] “Networking: What You Need to Know”, Cisco Systems Inc., USA, 2019
[6] “Network Cable Connectors Types and Specifications”,ComputerNetworkingNotes.com, USA 2015.
[7] Postel, J., "User Datagram Protocol", STD 6, RFC 768, DOI 10.17487/RFC0768, USA 1980
[8] Socolofsky, T. and C. Kale, "TCP/IP tutorial", RFC 1180, DOI 10.17487/RFC1180, USA 1991.
[9] Sharabayko, M., “The SRT Protocol”, Haivision Network Video, GmbH, USA 2020.
[10] ST 292-1:2018, SMPTE, USA.

SIMULATION OF THE 32-CHANNEL WDM-FSO SYSTEM IN DIFFERENT ATMOSPHERIC PHENOMENA

Jelena Todorović[1], Branimir Jakšić[1], Petar Spalević[1], Majid Alsadi[2], Ahmad Mohammed Salih[2]

[1] *Faculty of Technical Sciences, University of Priština in Kosovska Mitrovica, Serbia*
[2] *School of Informatics and Computing, Singidunum University, Belgrade, Serbia*

Abstract

In this paper, the impact of atmospheric phenomena on the quality of signal transmission in the 32 channel WDM-FSO system at different link distances of the FSO link is investigated. WDM-FSO system operating in the third optical window is observed at clear weather, haze, fog and rain. Transmission quality was analyzed on the basis of Q factor and Bit Error Rate (BER), whose comparisons are given graphically and tabularly. Eye diagrams are also given. The results were obtained using simulation in the OptiSystem 7.4 software, in which the WDM-FSO system for different conditions was investigated.

Keywords: Wavelength Division Multiplexing - WDM, Free Space Optical - FSO, Bit Error Rate - BER, Q factor, atmospheric turbulence.

INTRODUCTION

Free Space Optical (FSO) communication, also termed as optical wireless, is an optical communication technology that uses Line of Sight (LOS) communication system and tries to fulfill the need for high bandwidth over short distances [1]. This system is suitable for circumstances where fiber optic cables cannot be laid [2]. The FSO communication system has the advantages of unrestricted spectrum and high-speed transmission over other wireless communication systems [3].

FSO channel affects the quality of signal due to atmospheric turbulence present, as FSO links are highly dependent on weather conditions [4]. Atmospheric effects like scintillation, fog, haze, rain, absorption by water vapors, scattering of beam, fading, etc., have to be considered while designing an FSO network. They play a major role in determining the link length, i.e., the distance up to which successful communication can take place [5]. The majority of the scattering occurred on the laser beam is Mie scattering. This scattering is due to the fog and haze aerosols at the atmosphere and can be calculated through visibility. FSO attenuation at heavy fog can reach values of hundreds dB. Heavy fog reduces the visibility range to less than 50 m, and it can affect on the performance of FSO link for distances. The rain scattering (non-selective scattering) is independent on wavelength, and it does not introduce significant attenuation in wireless infrared links, but it affects mainly on microwave and radio systems that transmit energy at longer wavelengths [6, 7].

Wavelength Division Multiplexing (WDM) refers to the technique in which more than one signals are multiplexed together and transmitted as one signal [5]. WDM technique started a revolution in optical communication network due to the fact that capacity of system can be increased simply by increasing the number of channels and tightening the channel spacing without using more than one FSO link [4]. So, in WDM-FSO, multiple modulating signals modulate different optical carriers (channels) which are then multiplexed and sent through a single laser beam. These systems are flexible as channels can be added or removed at any point in the link using add/drop multiplexers. However, they also suffer from weather effects and atmospheric turbulences [5].

The use of the WDM technology in the FSO communication system is a new research

field. WDM is a natural approach to enhance the link capacity. In recent years WDM over FSO communication system has become very efficient communication system in wireless communication system due to its high data rate, security, and minimum Bit Error Rate (BER) [4, 8]. As a measure of quality, the Q factor and BER were used. BER is the probability that the impulse is interpreted incorrectly (i.e. a logical '1' is detected as '0' and vice versa). Thus, a BER of 10^{-6} corresponds to an average of one error per million bits. The BER value depends on the characteristics of the laser source and the transmission route. The criteria used in optical receivers is that BER is less than 10^{-9} [9]. A favorable BER performance and a clear eye map over a 100 m free-space optical can be achieved through appropriate channel spacing [3]. The application of WDM to the next-generation FSO access network has a focus on high bit rate, scalability, and flexibility [4].

SYSTEM MODEL

The 32 channel WDM-FSO system model, given in Fig. 1, is simulated in the software OptiSystem 7.4 [10]. It consists of an WDM Transmitter, generators, modulator, WDM multiplexer and demultiplexer, FSO channel optical receiver and filter.

At the input of the observed system are Pseudo-Random Bit Sequence (PRBS) and NRZ (Non-Return to Zero) Pulse Generator that are fed together to the Mach-Zehnder Modulator. The binary sequence of pseudo-random bits generated in the PRBS Generator passes through the NRZ Pulse Generator where that bit sequence is converted into electrical pulses. The pulse thus obtained and the multiplexed signal from the source are modulated in a Mach-Zehnder Modulator. The optical source is a WDM Transmitter which is connected to the WDM Multiplexer. A modulated optical signal is fed to the input of the component representing the FSO channel, whose parameter values are given in Fig. 2. The signal is further transmitted to the demultiplexer and then to the receiver.

The observed WDM-FSO system operating in the third optical window with a transmitter power of 15 dBm. The analysis was performed for different FSO link distances of 500 m, 1000 m, 1500 m and 2000 m, as well as for attenuations from 0 dB/km to 40 dB/km. Beside the range and attenuation in the component for the FSO channel, parameters representing certain losses are defined, as well as transmitter and receiver aperture diameter.

Disp	Name	Value	Units	Mode
☐	Range	1	km	Normal
☐	Attenuation	15	dB/km	Normal
☐	Geometrical loss	☑		Normal
☐	Transmitter aperture dia	5	cm	Normal
☐	Receiver aperture diamet	10	cm	Normal
☐	Beam divergence	2	mrad	Normal
☐	Transmitter loss	1.2	dB	Normal
☐	Receiver loss	1.2	dB	Normal
☐	Additional losses	5	dB	Normal
☐	Propagation delay	0	ps/km	Normal

Fig. 2. *FSO channel parameter values.*

Attenuation in this range is caused by the impact of various atmospheric phenomena such as clear weather, haze, rain, fog whose attenuations are given in Table 1 [6]. Attenuations in case of clear weather or light haze can be classified as weak turbulence, fog, light rain and very light fog in the category of moderate turbulence, while moderate to heavy rain and fog belong to the category of strong turbulence.

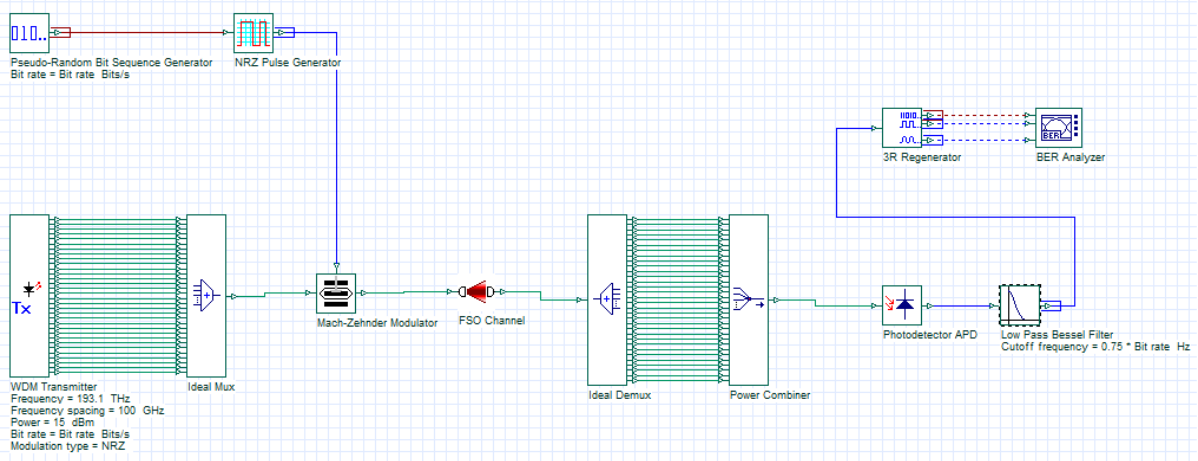


Fig. 1. *Scheme of WDM-FSO system.*

Table 1. *Attenuation at different atmospheric phenomena.*

Atmospheric phenomena	**Attenuation [dB/km]**
Very clear	0.19-0.47
Clear	0.54-0.6
Light haze	1.1-2
Haze	3.1-4.6
Light rain	6.27
Moderate rain	9.64
Heavy rain	19.28
Light fog	6.6-18.3
Moderate fog	28.9
Heavy fog	75

SIMULATION RESULTS - Q FACTOR

Fig. 3 shows the Q factor values obtained by simulation. A comparison of the Q factor for the WDM-FSO system in different weather conditions, i.e. for attenuations caused by various atmospheric phenomena, and for link distances of 500 m, 1000 m, 1500 m and 2000 m is given. Since the value of Q>5.5 is necessary for quality transmission, from Fig. 3 it can be seen that the transmission is of high quality at 500 m in all weather conditions. This is possible in this case since the distance is short. As the distance is larger, the transmission quality is poorer in case of heavy rain or fog. In clear weather, haze and light rain, the transmission is of good quality at all observed distances. At a distance of 1000 m, the transmission is of poor quality only in heavy fog. For attenuations higher than 5 dB/km or 10 dB/km, the Q factor decreases sharply at distances of 2000 m and 1000 m, respectively. It can be seen that in this case the transmission will only not be good for heavy rain and moderate and heavy fog.

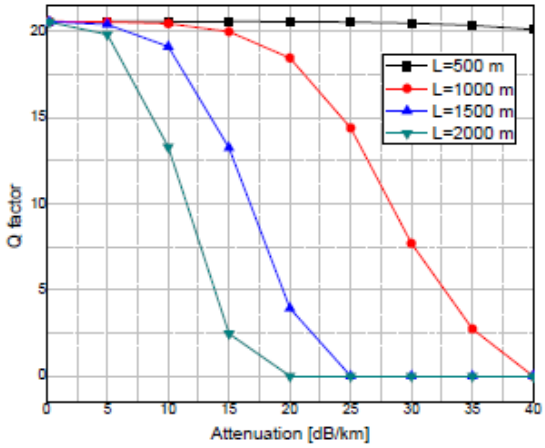


Fig. 3. *Comparison of Q factor for different FSO link distances.*

Q factor for link distances L = 1000 m and L = 2000 m and attenuation caused by clear weather and heavy rain/light fog are given in Fig. 4 and Fig. 5, respectively.

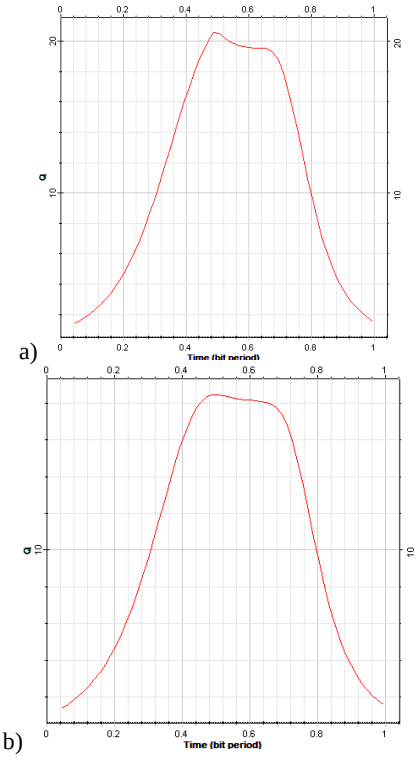


Fig. 4. *Q factor of the received signal for the FSO link distance L = 1000 m and attenuation caused by: a) clear weather, b) heavy rain/light fog.*

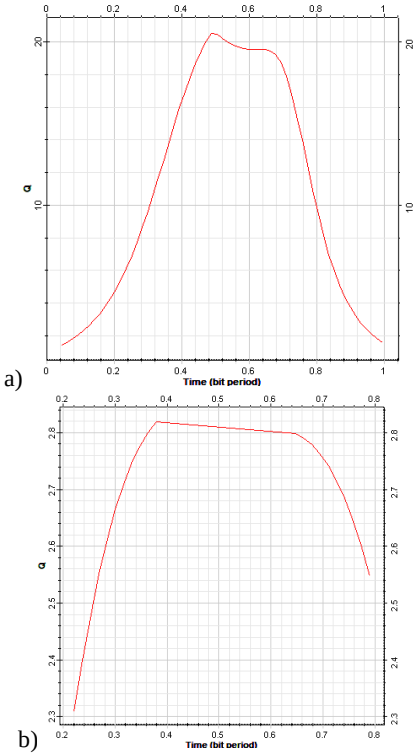


Fig. 5. *Q factor of the received signal for the FSO link distance L = 2000 m and attenuation caused by: a) clear weather, b) heavy rain/light fog.*

SIMULATION RESULTS - BER

Table 2 shows the BER values of the observed WDM-FSO system for different values of attenuation and link distances. The BER values correspond to the behavior of the Q factor shown in Fig. 3.

Table 2. *BER parameter values for different attenuations and link distances.*

Atten. [dB/km]	L = 500 m	L = 1000 m
0.23	1.741e-094	1.939e-094
5	1.774e-094	3.115e-094
10	1.867e-094	2.965e-093
15	2.101e-094	3.387e-089
20	2.718e-094	2.595e-076
25	4.742e-094	2.970e-047
30	1.578e-093	6.262e-015
35	1.990e-092	0.002
40	3.054e-090	1
Atten. [dB/km]	L = 1500 m	L = 2000 m
0.23	2.574e-094	4.309e-094
5	7.732e-093	9.310e-088
10	8.699e-082	1.373e-040
15	2.558e-040	0.006
20	3.670e-005	1
25	1	1
30	1	1
35	1	1
40	1	1

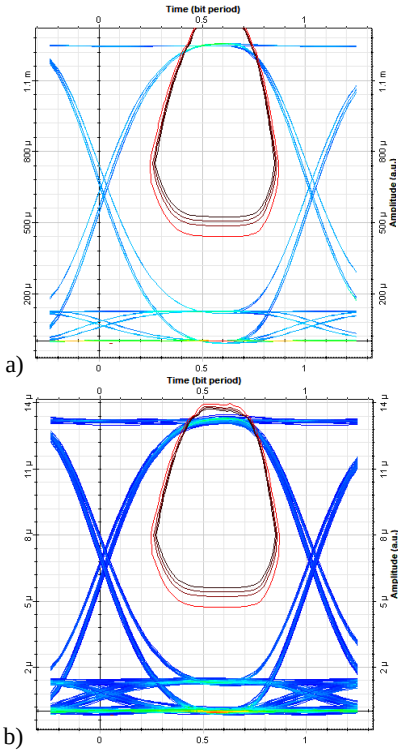


Fig. 6. *Eye diagram of the received signal for the FSO link distance L = 1000 m and attenuation caused by: a) clear weather, b) heavy rain/light fog.*

BER eye diagrams for link distances L = 1000 m and L = 2000 m and attenuation caused by clear weather and heavy rain/light fog are given in Fig. 6 and Fig. 7, respectively. Closed lines represent sectors with BER values of 10^{-8} to 10^{-12}. The eye opening corresponds to the change of the Q factor in Fig. 4 and Fig. 5.

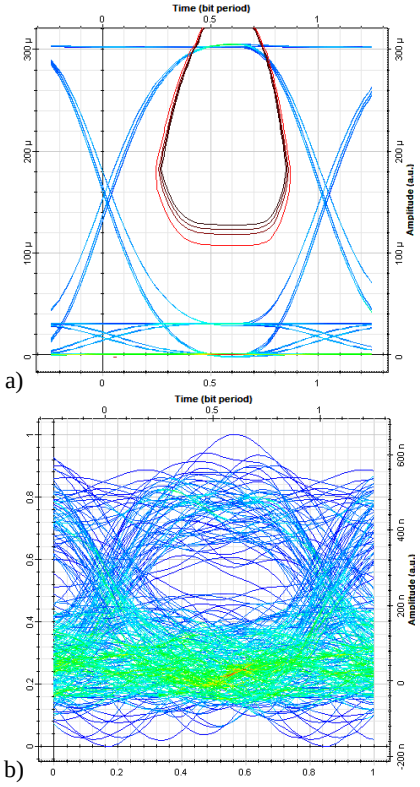


Fig. 7. *Eye diagram of the received signal for the FSO link distance L = 2000 m and attenuation caused by: a) clear weather, b) heavy rain/light fog.*

CONCLUSION

Using the OptiSystem software package, in the paper is presented a simulation of a 32 channel WDM-FSO system operating in the third optical window. Based on the obtained values of Q factor and BER, it can be concluded that it is possible to achieve high quality transmission in all weather conditions at 500 m, while in the case of clear weather, haze and light rain transmission is of good quality at all observed distances. Heavy fog has the greatest impact on signal degradation, so in such cases an increase in transmitter power or some other parameter that would improve the performance of the WDM-FSO System is resorted to. The obtained results can be used in the design of optical FSO systems

in different weather conditions, in order to obtain the highest quality signal reception.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was done within the research project TR32023 and TR35026 of the Ministry of Science and Technological Development of Republic Serbia.

REFERENCE

[1] S. Parkash, P. K. Bhatia, D. Kumar, and H. Kaur, *Performance investigation of CRZ modulation format in GEPON fiber to the home (FTTH) network at 2.5G/bits for 200 ONU's*, Proceedings of the 2nd International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering (ICACCE '15), vol. 1, pp. 360–365, IEEE, Dehradun, India, May 2015.

[2] M. A. Esmail, A. Ragheb, H. Fathallah, and M. S. Alouini, *Investigation and demonstration of high speed full-optical hybrid FSO/fiber communication system under light sand storm condition*, IEEE Photonic Journal, Vol. 9, No. 1, Art no. 7900612, Feb. 2017.

[3] X.-H. Huang, C.-Y. Li, H.-H. Lu, C.-Wei Su, Y.-R. Wu, Z.-H. Wang, Y.-N. Chen, *WDM Free-Space Optical Communication System of High-Speed Hybrid Signals*, IEEE Photonics Journal, Vol. 10, No. 6, pp. 1943-0655, Dec. 2018.

[4] S. Parkash, A. Sharma, H. Singh, H. P. Singh, *Performance Investigation of 40 GB/s DWDM over Free Space Optical Communication System Using RZ Modulation Format*, Hindawi Publishing Corporation, Advances in Optical Technologies, Vol. 2016, Article ID 4217302, 8 pages.

[5] M. Grover, P. Singh, P. Kaur, *Performance Analysis of Multibeam WDM-FSO System in Clear and Hazy Weather Conditions*, Proceeding of International Conferenceon Intelligent Communication, Control and Devices, pp. 189-195, 2017.

[6] H. A. Fadhil, A. Amphawan, H. A. B. Shamsuddin, T. H. Abd, H. M.R. Al-Khafaji, S. A. Aljunid, N. Ahmed, *Optimization of Free Space Optics Parameters: An Optimum Solution for Bad Weather Conditions*, Optik - International Journal for Light and Electron Optics, Vol. 124, No. 19, pp. 3969–3973, 2013.

[7] J. Todorović, B. Jakšić, P. Spalević, Đ. Banđur, M. Banđur, *Analysis of Signal Quality in FSO Systems with PolSK Modulation*, Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 17, No. 2, pp. 171-186, June 2020.

[8] V. Sharma, M. Lumba, G. Kaur, *Severe climate sway in coherent CDMA-OSSB-FSO transmission system*, Optik- International Journal for Light and Electron Optics, Vol. 125, No. 19, pp. 5705–5707, 2014.

[9] S. Ilić, B. Jakšić, M. Petrović, A. Marković, V. Elčić, *Analysis of Video Signal Transmission Through DWDM Network Based on a Quality Check Algorithm*, ETASR - Engineering, Technology & Applied Science Research, Vol. 3, No. 2, pp. 416-423, 2013.

[10] OptiSystem web-site: https://optiwave.com/optisystem-overview.

PERFORMANCE OF THE MTSENG ALGORITHM FOR BIOMETRIC ON-LINE VERIFICATION HANDWRITTEN SIGNATURE

Milivojević Zoran[1], Milivojević Marina[2]

[1] *Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, Niš, Serbia. zoran.milivojevic@vtsnis.edu.rs*

[2] *Mikkelsen Electronics, Niš, Serbia. marina.milivojevic82@gmail.com*

Abstract

The first part of the paper describes the Tseng algorithm for on-line handwritten signatures verification. After that, the MTseng algorithm , which was created by modifying the Tseng algorithm, in order to increase the accuracy of verification, was presented. Then, an algorithm for determining the decision threshold is presented. The algorithm is based on False Positive and False Negative error analysis. The second part of the paper describes an experiment in which the performance of a MTseng algorithm was determined using True Positive, True Negative, False Positive and False Negative errors. The mentioned errors are shown graphically and tabularly. Finally, the performed comparative analysis of the results shows a higher accuracy of the MTseng algorithm.

Keywords: on-line signature verification, biometric, dynamic time warping (DTW).

1. INTRODUCTION

When users access to computer systems, user authentication is usually performed using a username and password or a key phrase [1]. In order to increase the security of the system, identification systems based on biometrics are additionally used [2]. Within the biometric control, the following are analyzed: a) Physiological biometrics which based on some physical parts of the human body (fingerprints, faces, retinas, hand scan recognition, etc.), and b) Behavioral biometrics which based on measuring some characteristics and behavior of a person (signature, voice, etc.) [3]. Testing of biometric characteristics does not require additional resources (keys, magnetic cards, ...) [4]. In everyday life, the personal verification by handwritten signature has long been accepted [5]. Recognition of biometric characteristics refers to: a) identification and b) verification. Identification determines which user provides a biometric parameter among a set of known users. Verification determines whether a particular biometric parameter was given by a particular known user or is a forgery. Automatic signature verification plays a very important role in the set of biometric techniques for personal verification [6]. The paper [7] presents a detailed review of the literature published up to 1989. A review of the literature for the period from 1989 to 1993 is presented in [8].

Handwritten signature verification systems, depending on the method of data collection, are: a) *on-line* (dynamic) [9] and b) *off-line* (static), [10]. In on-line systems, during the duration of the signature, data on: a) position and b) pressure of the pen on the Touch display are generated. Based on the current position of the pen on touch display, velocity, acceleration, pressure and force, are calculated [11]. In the case of off-line systems, the analysis is performed after the completion of the signature. The signature is presented as an image obtained by scanners, cameras, etc. Verification is performed by algorithms for comparing the signature image with reference images from the database [12]. Off-line systems, unlike on-line systems, do not analyze the time characteristics of signatures. For a forger, it is very complex to write a signature by shape, velocity and acceleration simultaneously, so that the on-line method is more reliable than off-line. Two types of

characteristics can be distinguished from the signature: a) local and b) global. Local characteristics refer to each point (x, y) of the signature (current positions, velocity, acceleration, pressure, force, etc.). Global characteristics refer to the whole signature (total time, average pressure, average speed, ...) [13].

The paper [14] describes an algorithm (Tseng algorithm) for reducing the error of the handwritten signature verification system. The Tseng algorithm is based on the application of zero (H_0) and first (H_1) order differentiators. Signature analysis is performed by determining Dynamic Time Warping (DTW distance - D_{DTW}) and comparing it with the user's reference signatures in the database. A decision is made according to the defined threshold Sg. In [14], the algorithm for determining the decision threshold S_{g} was not defined.

In this paper, the authors modified the Tseng algorithm to increase the accuracy of signature verification. The modification of the algorithm was performed by applying the duration of the entire signature T, as a global characteristic. In addition, the authors proposed an algorithm for determining the decision threshold Sg. The decision threshold was determined based on statistical error parameters: a) FAR (False Acceptance Rate) and b) FRR (False Rejection Rate). After that, the authors determined the verification accuracy of Tseng and the modified MTseng algorithm, by realizing the experiment and conducting a comparative analysis of the experimental results. As part of the experiment, a signature database was created. The test group was composed of students from the Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Nis, Serbia, from the Department of Information and Communication Technologies. One part of the participants from the test group signed in their own handwriting. The task of the other part of the participants from the test group was to falsify the original signature. Using Tseng and MTseng algorithms, signatories were verified. The decision on authenticity (genuine / forgery) is made on the basis of the decision threshold (comparison of D_{DTW} distance with the S_{g} threshold). Verification accuracy was estimated based on PPV (Positive Predictive Value). The results of the experiment (distance D_{DWT}, FAR and FRR errors) are presented graphically and tabularly. Estimates of the accuracy of the Tseng and MTseng algorithms were performed: a) without signature preprocessing and b) with signature preprocessing. Preprocessing was performed: a) by normalizing the signatures in the y-axis direction and b) by overlapping the tested signatures along the y-axis in accordance with the mean values.

The organization of the paper is follows. Section II presents the Tseng and MTseng algorithms. Section III describes the experiment and a comparative analysis of the results. Section IV is the Conclusion.

2. HANDWRITTEN VERIFICATION ALGORITHMS

2.1 Teng algorithm

In [14], the Tseng signature verification algorithm is described. The Tseng algorithm is based on calculating the D_{DTW} distance between the reference (s_{R}) and the tested (s_{T}) signature. The Tseng algorithm consists of the following steps:

Input: signatures s_{R}: ($\mathbf{x}_{\mathrm{R}}$,$\mathbf{y}_{\mathrm{R}}$) i s_{T}: ($\mathbf{x}_{\mathrm{T}}$,$\mathbf{y}_{\mathrm{T}}$), decision threshold S_{g}.
Output: decision genuine / orgery

Step 1: position of the pen at the time n:

$$s_R(n) = x_R(n) + \mathrm{j}\cdot y_R(n), \quad (1)$$

$$s_T(n) = x_T(n) + \mathrm{j}\cdot y_T(n), \quad (2)$$

where is $\mathrm{j}=\sqrt{-1}$ the imaginary unit.

Step 2: Determine the pen position using a zero-order differentiator ($H_0(z)$):

$$s_R^{(0)}(n) = x_R^{(0)}(n) + \mathrm{j}\cdot y_R^{(0)}(n), \quad (3)$$

$$s_T^{(0)}(n) = x_T^{(0)}(n) + \mathrm{j}\cdot y_T^{(0)}(n), \quad (4)$$

Step 3: Determining of the DTW distance:

$$D_0 = DTW\left(s_R^{(0)}, s_T^{(0)}\right), \quad (5)$$

Step 4: Determination of the pen velocity using first-order differentiator ($H_1(z)$):

$$s_R^{(1)}(n) = x_R^{(1)}(n) + \mathrm{j}\cdot y_R^{(1)}(n), \quad (6)$$

$$s_T^{(1)}(n) = x_T^{(1)}(n) + \mathrm{j}\cdot y_T^{(1)}(n), \quad (7)$$

Step 5: Determine of the DTW distance for the pen velocity:

$$D_1 = DTW\left(s_R^{(1)}, s_T^{(1)}\right), \quad (8)$$

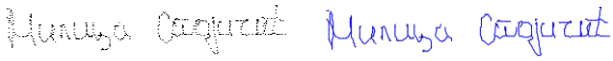
Step 6: Determining the equivalent DTW distance:

$$D_{DTW} = \frac{D_0 + D_1}{2}, \quad (9)$$

Step 7: Signature verification:

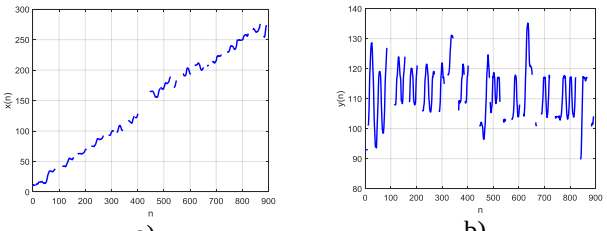
$$\text{decision} = \begin{cases} D_{DTW} \le S_g, \text{ genuine} \\ \text{otherwise forgery} \end{cases}, \quad (10)$$

Example of the MTseng algorithm application. The input signature for the Tseng algorithm is shown on Fig. 1: a) the pen positions in time and b) interpolation between points by linear interpolation. The discrete positions of the pen along the *x*-axis and *y*-axis, in the notation $x(n)$ and $y(n)$, respectively, determine the spatial position of the pen at time n (*Step 1*): a) Fig. 2.a ($x(n)$) and b) Fig. 2.b ($y(n)$). Figure 3 shows the current pen velocity v (m/s) along: a) the *x*-axis v_x (Fig. 3.a), b) *y*-axis v_y (Fig. 3.c) and c) tangential velocity v_t (Fig. 3.c).



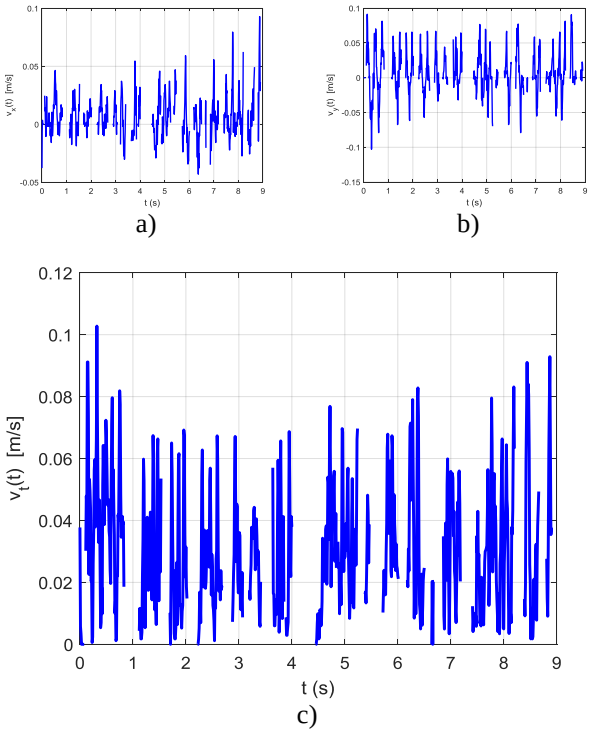
a) b)

Fig. 1. *a) the positions of the pen in time and b) the lines between the points determined by linear interpolation.*



a) b)

Fig. 2. *Positions of the pen along the a) x-axis and b) y-axis.*



a) b) c)

Fig. 3. *The pen velocity: a) v_x (t), b) v_y (t) and c) v_t (t).*

2.2 MTseng algorithm

In order to increase the accuracy of the signature verification, the authors modified the Tseng algorithm (MTseng algorithm). The modification was performed by introducing a correction factor T, which depends on the duration of the signature. Namely, the trained user realizes his signature in a shorter time in relation to the forger. The modification refers to *Step 6* of the Tseng algorithm (Section 2.1) which becomes:

Step 6: Determining the equivalent DTW distance:

$$D_{DTW} = \frac{D_0 + D_1}{2} T, \quad (11)$$

where T is the duration of the signature.

2.3 Algorithm for the decision threshold estimation

In the paper [14] did not analyze the decision threshold of Sg. The authors of this paper used an algorithm based on the control of the percentage of erroneous decisions: a) the correct signature was rejected as a forgery (False Rejection rate - FRR):

$$FRR = FNR = \frac{FN}{P} = \frac{FN}{FN + TP}, \quad (12)$$

and b) the forgery has been declared an authentic signature (False Accounted Rate - FAR).

$$FAR = FPR = \frac{FP}{N} = \frac{FP}{FP + TN}. \quad (13)$$

The decision threshold is the point where the curves intersect and represents the Crossover Error Rate (CER), also known as the Equal Error Rate (EER). The algorithm for estimating the decision threshold S_g consists of the following steps:

Input: signatures s_R: $(\mathbf{x}_R,\mathbf{y}_R)$ i s_T: $(\mathbf{x}_T,\mathbf{y}_T)$.
Output: decision threshold S_g

Step 1: The distance D_{DTW} between the signatures s_R and s_T is calculated.
Step 2: for the decision threshold in the range *min*(DTV)-*max*(DTW), TP and TN errors are calculated.
Step 3: The optimal decision threshold is determined from the FRR and FAR equality:

$$FRR = FAR \Rightarrow S_g, \quad (14)$$

The accuracy verification of the MTseng algorithm was determined experimentally.

3. EXPERIMENTAL RESULTS AND ANALYSIS

3.1 Experiment

In order to examine the accuracy of signature verification by Tseng and MTseng algorithms, an experiment was performed. Within the experiment, the following was performed: a) creation of the Signature Test Database, b) determination of the decision threshold, c) classification of signatures and d) statistical analysis. The signatures of one participant in the experiment were considered original signatures (10 signatures genuine). The other five participants in the experiment were tasked with falsifying the original signatures. Each 'forger' forged the original signature 10 times (5x10 = 50 forgery signatures). The first five original signatures and the first five forged signatures were used to determine the decision threshold. Using the DTW algorithm, DTW distances (D_{DTW}) were calculated (125). Thereafter, FNR and FAR errors in the range *min*(D_{DTW}) to *max*(D_{DTW}) were determined. The decision threshold is determined from the equality of FNR and FAR errors. Decision thresholds are calculated for cases: a) when there isn't and b) when there is a signature correction by the correction factor *T*. After that, based on the remaining five signatures of the genuine and five signatures of forgeries each, D_{DTW} distances were calculated and, after comparison with the previously defined decision thresholds S_g, a decision was made on whether the signature was genuine or forged. Verification accuracy was calculated based on the parameters: a) True Positive, TP (the original signature was recognized as the original), b) True Negative, TN (the forgery was rejected), c) False Positive, FP (forgery accepted as original), e) False Negative, FN (original rejected as forgery), e) FRR False Rejection Rate, FRR and f) False Accounted Rate, FAR. Verification accuracy was determined using PPV (Positive Predictive Value):

$$PPV = \frac{TP}{TP + FP}, \quad (15)$$

The verification accuracy of the Tseng and MTseng algorithms was tested for signatures: a) without normalization (Experiment E1), b) normalized along the *y*-axis (Experiment E2) and c) equalized by the mean value along the y-axis (Experiment E3).

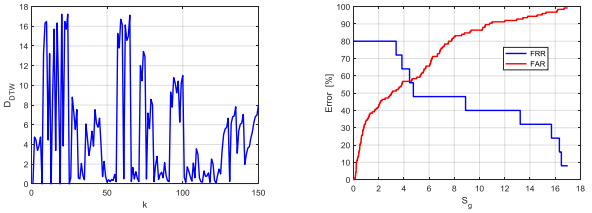
3.2 Test Base

A test database of signatures was formed by archiving the signatures of students of the Academy of Technical and Educational Studies from the Department of Information and Communication Technologies, Nis, Serbia. Archiving was done using Touch display dimensions M = 240 and N = 320 points (48.768 mm x 65.024 mm). The pen positions on the Touch display were measured at T_s = 0.01 s.

3.3 Results

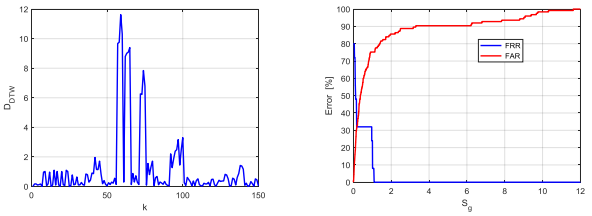
The DTW distance (D_{DTW}) for the zero-differentiation (Experiment E1) is shown in Fig. 4.a. The errors from which the decision threshold Sg is determined are shown in Fig. 4.b. The D_{DTW} distance for signatures corrected by factor *T*, shown in Fig. 5.a. The errors from which the decision threshold Sg is determined are shown in Fig. 5.b. The D_{DTW}

distance for normalized signatures (Experiment E2) is shown in Fig. 6.a while the errors are shown in Fig. 6.b. Fig. 7.a shows the distances, while the errors after correction by factor *T* are shown in Fig. 7.b. Fig. 8.a shows the distance and Fig. 8.b the error with signatures with equal mean (Experiment E3). Fig. 9.a shows the distances, while the errors after correction by factor *T* are shown in Fig. 9.b. Numerical values of decision thresholds, statistical parameters and verification accuracy are shown in Tables 1 (Tseng algorithm) and Table 2 (MTseng algorithm).



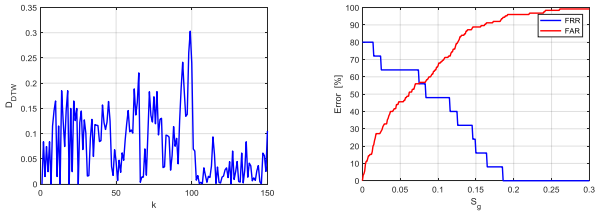
a) b)

Fig. 4. *Signatures without normalization and without time correction: a) D_{DTW} distance and b) FRR and FAR errors (Tseng algorithm).*



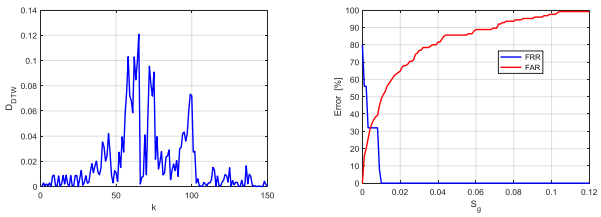
a) b)

Fig. 5. *Signatures without normalization with time correction: a) D_{DTW} distance and b) FRR and FAR errors (Tseng algorithm).*



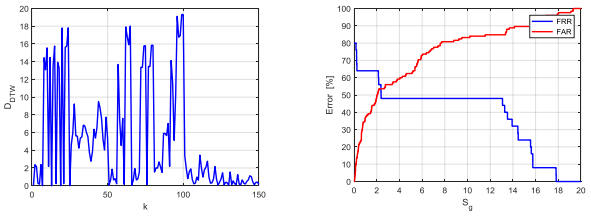
a) b)

Fig. 6. *Signatures with normalization and without time correction: a) D_{DTW} distance and b) FRR and FAR errors (Tseng algorithm).*



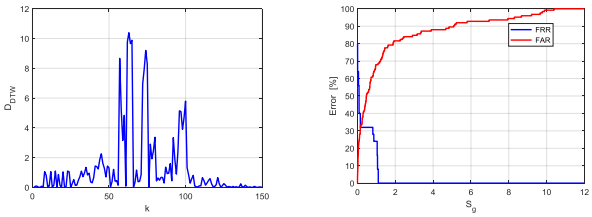
a) b)

Fig. 7. *Signatures with normalization and without time correction: a) D_{DTW} distance and b) FRR and FAR errors (Tseng algorithm).*



a) b)

Fig. 8. *Signatures with equalization by the mean value along the y-axis and without time correction: a) D_{DTW} distance and b) FRR and FAR error errors (Tseng algorithm).*



a) b)

Fig. 9. *Signatures with equalization by the mean value along the y-axis and with time correction: a) D_{DTW} distance and b) FRR and FAR error errors (Tseng algorithm).*

Table 1. Decision thresholds, statistical parameters and verification accuracy of Tseng algorithm.

Experiment	E1	E2	E3
Sg	4.4520	0.075	2.3740
EER (%)	56	56	52
TP	11	11	12
FP	71	70	67
FN	14	14	13
TN	54	55	58
PPV	0.1341	0.1358	0.1519

Table 2. Decision thresholds, statistical parameters and verification accuracy of MTseng algorithm.

Experiment	E1	E2	E3
Sg	0.1813	0.0042	0.1525
EER (%)	32	32	32
TP	17	17	16
FP	40	39	40
FN	8	8	9
TN	85	86	85
PPV	0.2982	0.3036	0.2857

3.4 Comparative Analysis of Results

Based on the numerical values shown in Table 1 and Table 2, it is concluded that the accuracy of signature verification of MTseng algorithm in relation to MTseng algorithm, for signatures: a) without normalization is higher PPV_{TSENG} / PPV_{MTSENG} = 0.2982 / 0.1341 = 2.2237 times, b) with normalization higher

PPV_{TSENG} / PPV_{MTSENG} = 0.3036 / 0.1358 = 2.2356 times, with equalization by mean value higher PPV_{TSENG} / PPV_{MTSENG} = 0.2857 / 0.1519 = 1.8808 times.

Based on the conducted analysis, it can be concluded that the modified MTseng algorithm has higher verification accuracy compared to the TSENG algorithm.

4. CONCLUSION

The Tseng signature verification algorithm is presented in this paper. After that, the MTseng algorithm, which was created by the authors by modifying the Tseng algorithm, was presented. The accuracy verification of Tseng and MTseng algorithms was determined by experiments. PPV (Positive Predictive Value) was used as a measure of accuracy verification. Comparative analysis of the results for PPV showed higher accuracy verification of the MTseng algorithm compared to the Tseng algorithm: a) 2.2237 times (without normalization), b) 2.2356 times (with normalization) and c) 1.8808 times (equalization by mean).

REFERENCE

[1] M. Fayyaz, M. Saffar, M. Sabokrou, *Online Signature Verification Based on Feature Representation*, International Symposium on Artifical Intelligence and Signal Processing (AISP), pp. 211-216, 2015.

[2] D. Impedovo, G. Pirlo, R. Plamondon, *Handwritten Signature Verification: New Advancements and Open Issues*, in Frontiers in Handwriting Recognition (ICFHR), 2012 International Conference, pp. 367-372. 2012.

[3] G. Dimauro, S. Impedovo, M. Lucchese, R. Modugno G. Pirlo, *Recent Advancements in Automatic Signature Verification*, Proceedings of the 9th Int. Workshop on Frontiers in Handwriting Recognition (IWFHR-9), 2004.

[4] G. Pirlo, *Algorithms for Signature Verification*, Fundamentals in Handwriting Recognition, ed. S. Impedovo, Springer Verlag, Berlin, pp. 433-454, 1994.

[5] R. Plamondon, S. Srihari, *On-line and off-line handwriting recognition: A Comprehensive Survey*, IEEE T-PAMI, , Vol. 22, no. 1, pp. 63-84, 2000.

[6] B. Wirtz, *Technical Evaluation of Biometric Systems*, Proc. of ACCU '98, Hong Kong, 1998.

[7] R. Plamondon, G. Lorette, *Automatic signature verification and writer identification: The state of the art*, Pattern Recog. Vol. 22, no. 2, pp. 107-131, 1989.

[8] F. Leclerc, R. Plamondon, *Automatic signature verification: The state of the art 1989-1993*, IJPRAI, Vol. 8, no. 3, pp. 643-660, 1994.

[9] M. Faundez-Zanuy, *On-line signature recognition based on VQ-DTW*, Pattern Recognition, vol. 40, pp. 981-992, 2007.

[10] C. Higgins and D. Ford, *Stylus driven interfaces-The electronic paper concept*, Proc. ICDAR, pp. 853-862, 1991.

[11] S. Rashidi, A. Fallah, F. Towhidkhah, *Authentication based on signature verification using position, velocity, acceleration and jerk signals*, in Information Security and Cryptology (ISCISC), pp. 26-31, 2012.

[12] S. Impedovo, L. Ottaviano, S. Occhinegro, *Optical character recognition - A survey*, IJPRAI, Vol. 5, no. 1-2, pp. 1-24, 1991.

[13] Y. Jia, L. Huang, H. Chen, *A Two-Stage Method for Online Signature Verification Using Shape Contexts and Function Features*, Sensor, Vol. 19, pp. 1808, 2019.

[14] Chien-Cheng Tseng, *Design of variable and adaptive fractional order FIR differentiators*, Signal Processing, Vol. 86 pp. 2554–2566, 2006.

НАПРАВЛЕНИЕ 4

КОМПЮТЪРНИ СИСТЕМИ

SESSION 4

COMPUTER SYSTEMS

MULTI-SENSOR GAS-SENSING HEAD FOR AIR QUALITY EVALUATION

Kamen Boyadzhiev [1], Stefan Ivanov[2]
[1] *Department of Automation, Information and Control Systems, Technical university of Gabrovo, Gabrovo, Bulgaria*
[2] *Department of Automation, Information and Control Systems, Technical university of Gabrovo, Gabrovo, Bulgaria*

Abstract

A prototype of a multi-gas-sensing head is developed for early detection of conventional (criteria) pollutant gases and their concentration. Its main purpose is air quality monitoring in office or residential buildings, industrial facilities and for outdoor applications. This may be used from the respective authorities to take due measures preventing gas spreading and most importantly person's health from the impact of the target gas.

The prototype is designed to give access to the signals from the sensor circuits via a single USB port. Two LabVIEW VIs are developed: one that detects, observes and transforms these signals in a suitable manner and a separate application to visualize them with a human readable value.

Keywords: air quality monitoring; multi-gas-sensing head; signal processing.

INTRODUCTION

Air pollution is a global threat leading to negative effect on human health and ecosystems, climate change and economic impacts. Emissions and concentrations have increased in many areas worldwide. Air quality affects public health. The effect of air pollution ranges from difficulty in breathing, coughing, aggravation of asthma and emphysema. Polluted air can also impair visibility. Children exposed to air pollution have an elevated risk of developing chronic respiratory problems such as asthma. Air pollution has several important environmental impacts and may directly affect vegetation and fauna, as well as the quality of water and soil and the ecosystem services that they support. The effects of air pollution on health, crop and forest yields, ecosystems, the climate and the built environment also entail considerable market and non-market costs. The market costs of air pollution include reduced labour productivity, additional health expenditure, and crop and forest yield losses. [1, 2]

In order to prevent human health and to guide national and local authorities in their risk management decisions WHO (World Health Organization) publishes air quality guidelines (WHO, 2000, 2006a).

In Europe, air quality in many areas remains poor, despite eductions in emissions and ambient concentrations[3] trying to meet the air quality standards established in the two Ambient Air Quality Directives presently in force (EU, 2004, 2008).

Air quality monitoring stations are traditionally used for measuring the concentrations of certain pollutants of interest. There are 2 types of monitoring stations. Stationary automatic stations are equipped with expensive and reliable measuring devices and due to their large size and cost, these stations are deployed in limited number. Measurements in these stations are made by reference analyzers that provide very accurate measurements, but require frequent calibration and maintenance. On the other hand, portable or small static monitoring equipment are inexpensive devices that are highly portable and easy to operate with. Their lifetime is about 1-2 years.

The developed head is designed to be portable but depending on casing and power supply can be also used as a stationary device.

I. HARDWARE DESIGN

A. Electrochemical sensors

For developing of the head are used electrochemical sensors. They work in the amperometric mode, i.e. they generate a current that is proportional to the fractional volume of the toxic gas. This current is amplified, filtered and processed to obtain a calibrated reading in engineering units [4].

Generally, they include a working (also called sensing) electrode - the surface where the electrochemical reaction occurs. The working electrode either oxidizes or reduces the target gas, creating a current flow that is proportional to the gas concentration. The counter electrode balances the generated current. In most cases a reference electrode keeps the working electrode at the right potential to ensure constant sensitivity and good linearity. Some sensors also have a forth electrode that has the same functions as the working electrode. It is called auxiliary electrode. These components are in contact with electrolyte. Ambient air interacts with this electrolyte through a membrane on the top of the sensor.

Electrochemical gas sensors are designed for a specific target gas, but they also react to other gases depending on the reaction. This parameter is called cross-sensitivity. Temperature and humidity also influence over proper work of the sensor.

B. Block diagram of the sensor head

On figure 1 is shown a diagram of the multi-sensor head. It consists five sensors for 5 target gases, namely conventional (criteria) pollutant gases:

- carbon monoxide;
- nitrogen dioxide;
- nitrogen oxides;
- sulphur dioxide;
- ozone.

The multi-sensor head has a temperature and humidity sensor too. A microcontroller processes the filtered and amplified signals from the sensors and throughout an interface valid data is sent to a database. The head can be operated by direct power supply or independently on a battery.

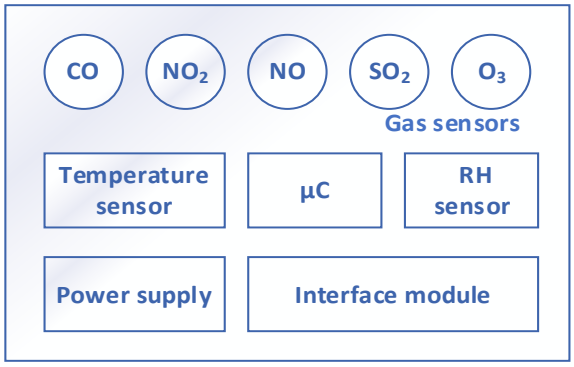


***Figure 1**. Block diagram of the multi-sensor head*

C. Schematic of the sensors

For the realization of the multi-sensor head are used sensors for the target gases mentioned before. Selected sensors are produced by the company AlphaSense. These sensors are suitable for accurate measurement of low concentrations of target gases in ambient and indoor air.

According to the manufacturer recommendations a schematic for sensors is developed and presented in figure 2.

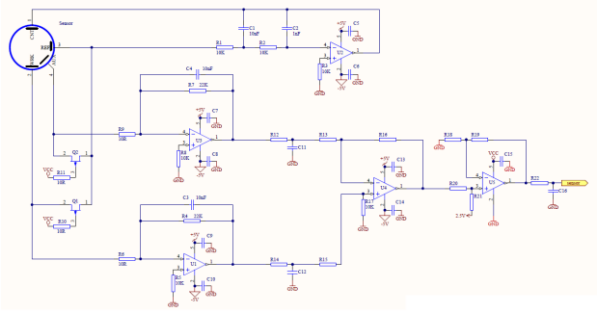


***Figure 2**. Schematic of a sensor with its potentiostatic circuit*

A typical potentiostat circuit consists of three parts [5]:

- Control circuit with bias voltage, if required;
- Current measuring circuit;
- Shorting FET to connect the working electrode to the reference electrode when power is off.

D. Control Circuit

The control op-amp (U2 in figure 1) provides the current to the counter electrode to balance the current required by the working electrode. The inverting input into U2 is connected to the reference electrode and must

not draw any significant current from the reference electrode.

When switching on the circuit, the depletion mode JFET (Q1 in figure 2) goes to a high impedance state and U2 provides the current to maintain the working electrode at the same potential as the reference electrode. Any offset due to the input offset voltage in U2 will therefore cause a sudden shift in potential at switch-on. Toxic gas sensors have a large capacitance, so significant currents can flow for small potential shifts.

Circuit stability and noise reduction in the control circuit relies on R1, R2, C1 and C2.

E. Current Measuring Circuit

The measuring circuit is a single stage op amp (U1) in a transimpedance configuration; the sensor current is reflected across R4, generating an output voltage relative to the virtual earth. C3 reduces high frequency noise. It is sometimes desirable to use two op-amp stages to give the required output; the first stage should use a low value for R4 to allow the circuit to oppose the sensor current in transient conditions, followed by a second voltage gain stage to give the required output.

The measuring circuit uses a combination of the load resistor R6 plus internal sensor resistance and the internal sensor capacitance to establish an RC circuit; the selection of R6 is a compromise between fastest response time (low resistance R6) and best noise (high resistance R6).

F. Shorting FET

A shorting FET is added so that the reference and working electrodes are shorted together when power is removed from the circuit. This ensures that the working electrode is maintained at the same potential as the reference electrode when the circuit is switched off. This ensures that when the circuit is switched back on, the sensor is ready immediately. If a shorting FET is not used, the toxic gas sensor will take quite a long time to stabilize when next switched on.

On figure 3 is depicted the developed multi-sensor board which is tested with different gases.

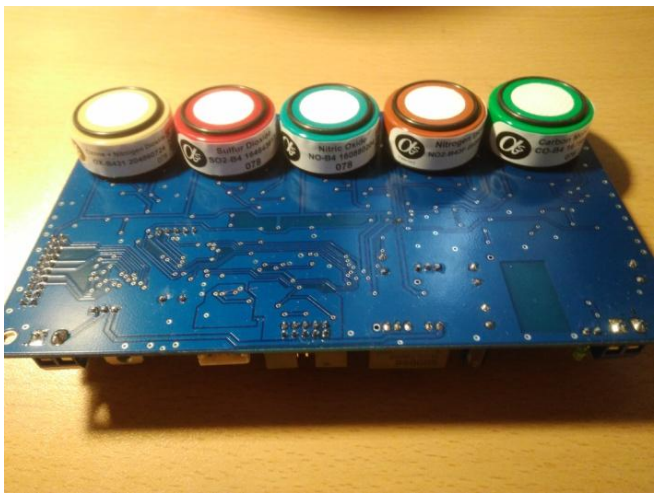


***Figure 3**. The developed multi-sensor head*

II. TESTING THE SYSTEM

The prototype is designed to give access to the signals from the sensor circuits via a single USB port. Two LabVIEW VIs are developed: one that detects, observes and transforms these signals in a suitable manner and a separate application to visualize them with a human readable value (figure 4).

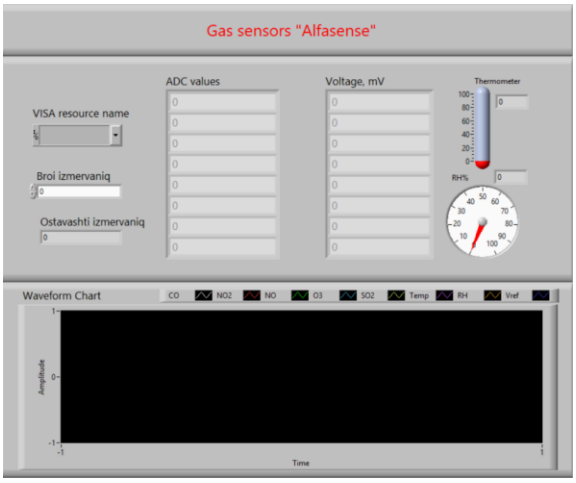


***Figure 4**. LabVIEW VI Application*

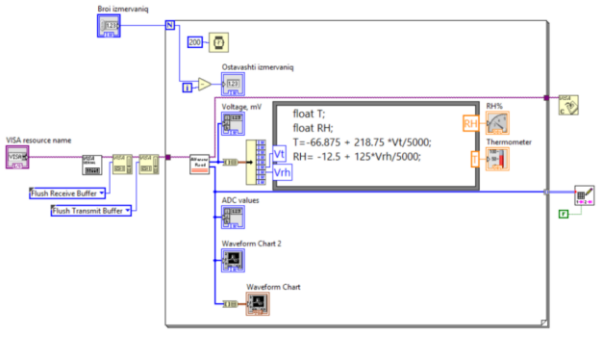


***Figure 5**. LabVIEW Block Diagram*

The Block diagram of the VIs is shown in figure 5.

The information from gas sensors, temperature and humidity sensor are measured by the microcontroller in the sensor head and after that they are send to the PC via serial communication. The raw data about temperature and humidity are converted to the real values of these quantities. All gathered data are stored in Excel file for further processing.

III. REAL-TIME MEASUREMENT RESULTS

The multi-sensor head has been presented with different gases to test its functionality. One of the results is shown in figure 6.

As seen on figure 6, sensors need some time to fix their readings - interval before the vertical marker. After presenting a gas, the target gas sensor produces more current which is depicted by the reading of the ADC of the microcontroller. In this case the sensor head is presented with carbon monoxide with concentration higher that the concentration the head is adjusted to read. It is clear that the ADC goes in saturation. Now this particular sensor needs some time to return to its normal function.

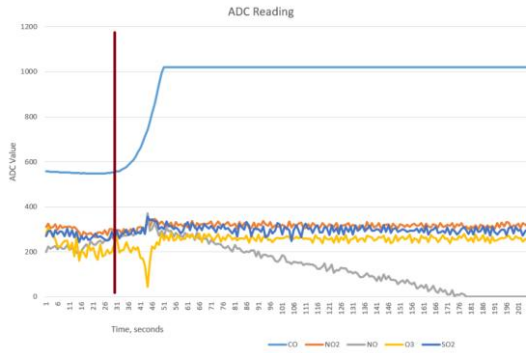


Figure 6*. Real-Time Measurement Results*

On the picture, another sensor (nitrogen oxide) also reacts to the presented gas. This reaction is known as cross-sensitivity. This sensor will also return to its normal function after some time when the gas is not present any more.

CONCLUSION

The developed multi-sensor head shows reaction to different gases. With the developed application it is easy to read and visualize the data from the sensors and save it for further analysis. The sensor board is equipped with different interfaces allowing a connection of wifi or GSM module to transmit data to a remote database. Also it can be combined with a GPS module to track the location of the board when used as a portable device.

REFERENCE

[1] WHO Air Quality Guidelines for Europe, 2nd edition, 2000, ISBN 1358 3 ISSN 0378-2255

[2] WHO Air Quality Guidelines, Global Update 2005 - Particulate matter, ozone, nitrogen dioxide and sulfur dioxide

[3] EEA Report No 12/2018 - Air quality in Europe - 2018 report

[4] AAN 104 - How Electrochemical Gas Sensors Work

[5] AAN 105-03 - Designing a Potentiostatic Circuit

GEO-REFERENCED SYSTEM FOR AIR QUALITY MONITORING

Kamen Boyadzhiev
Department of Automation, Information and Control Systems
Technical university of Gabrovo
Gabrovo, Bulgaria
kamen_boyadzhiev@mail.bg

Abstract

This paper presents a developed system for detecting air pollutants and their concentration and monitoring the ambient environment parameters. The system generates geo-referenced data which is recorded to a local MySQL database and further processed.

Gathered data could be used in an internet-based information system for real-time air quality monitoring or in a Geographic Information System for decision making and better visual presentation.

Keywords: Geo-referenced system; air quality monitoring; gas-sensing head.

INTRODUCTION

With the help of coordinate reference systems (CRS) every place on the earth can be specified by a set of three numbers, called coordinates. In general CRS can be divided into projected coordinate reference systems (also called Cartesian or rectangular coordinate reference systems) and geographic coordinate reference systems.

The use of Geographic Coordinate Reference Systems is very common. They use degrees of latitude and longitude and sometimes also a height value to describe a location on the earth's surface. The most popular is called WGS 84.

Lines of latitude run parallel to the equator and divide the earth into 180 equally spaced sections from North to South (or South to North). The reference line for latitude is the equator and each hemisphere is divided into ninety sections, each representing one degree of latitude. To simplify the digitization of maps, degrees of latitude in the southern hemisphere are often assigned negative values (0 to -90°).

Lines of longitude, on the other hand, do not stand up so well to the standard of uniformity. Lines of longitude run perpendicular to the equator and converge at the poles. The reference line for longitude (the prime meridian) runs from the North pole to the South pole through Greenwich, England. Subsequent lines of longitude are measured from zero to 180 degrees East or West of the prime meridian. Note that values West of the prime meridian are assigned negative values for use in digital mapping applications. [1, 2, 3]

The purpose of gathering geographic coordinates along with the concentrations of different gases allows evaluation of the parameters of the air in a particular location. This way using a network of multi-sensor gas-sensing heads would allow with some degree of inaccuracy evaluation of the parameters of the air in a region or greater territory. Gathered data could be used in an internet-based information system for real-time air quality monitoring or in a Geographic Information System for decision making and better visual presentation.

I. Hardware Design

Figure 1 depicts the block diagram of the geo-referenced system for air quality monitoring. The Multi-sensor gas-sensing head measures the concentration of conventional (criteria) pollutant gases, namely:

- carbon monoxide;
- nitrogen dioxide;
- nitrogen oxides;
- sulphur dioxide;
- ozone

and ambient temperature and relative humidity to ensure the proper work of the sensors. There is a module for receiving GPS coordinates. Data from both devices is stored and further processed in a database on a computer. The system could send collected data to a remote server via 4G, LAN or Wi-Fi, and to send alarm messages via e-mail or SMS.

II. DESCRIPTION OF THE GEO-REFERENCED SYSTEM FOR AIR QUALITY MONITORING

The geo-referenced system for air quality monitoring comprises the following main components:

A. Multi-sensor gas-sensing head

The multi-sensor gas-sensing head is shown in figure 2. It has 5 electrochemical gas sensors produced by the British company AlphaSense. [4] They give accurate measurements of low concentrations which are typical for ambient and indoor air. These sensors are designed for a specific target gases but also give some response to other gases, an important parameter called cross-sensitivity. The sensor head also has a temperature and relative humidity sensors to ensure the proper work of the gas sensors.

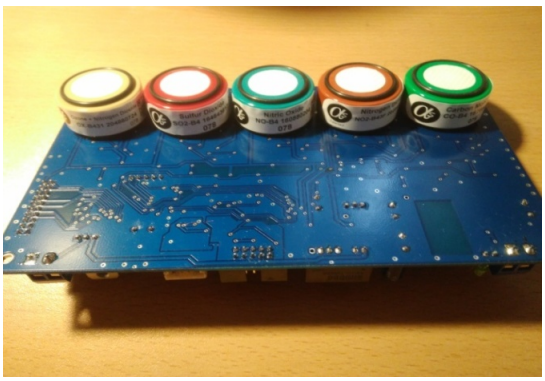


***Figure 2**. The multi-sensor gas-sensing head*

Small signals from gas sensors are amplified by low noise op-amps and then processed by the 12-bit ADC on the circuit or the 10-bit ADC of the microcontroller.

Power supply allows amplification of both positive and negative signals.

The microcontroller handles all data processing. Valid data is outputted via its USART port to a computer.

B. 4G and GNSS board

The SIM7600E-H-4G HAT of the company WaveShare (figure 3) is chosen for the geo-referenced system because it supplies the needed geographic coordinates to the system and expands the connectivity capabilities of the Raspberry Pi 3B+.

It has 2 main modules. A GNSS module that returns a string of the current GPS coordinates

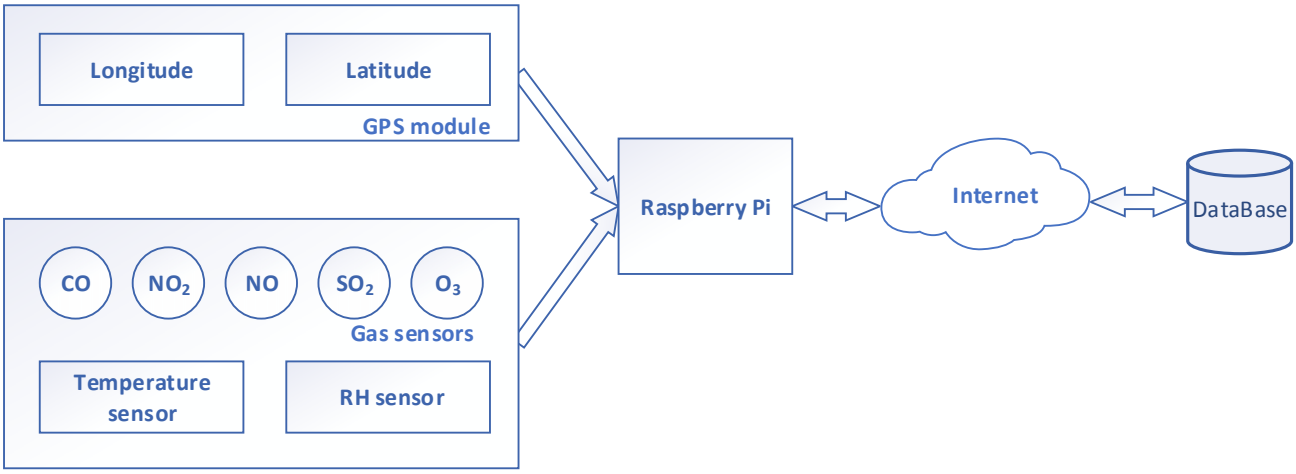


***Figure 1**. Block diagram of the geo-referenced system for air quality monitoring*

- latitude and longitude, current UTC time and diagnostics data when requested. And a 4G module connecting the board to internet when there is no LAN or Wi-Fi availability and having the capability to send text messages (SMSs). [5]

The SIM7600E-H-4G HAT mounts on top of the Raspberry Pi but keeps its size compact.

***Figure 3**. The SIM7600E-H-4G HAT mounted on the Raspberry Pi 3B+*

C. SBC (Single-Board Computer)

A single-board computer (SBC) is a complete computer built on a single circuit board, with microprocessor(s), memory, input/output (I/O) and other features required of a functional computer. Typically SBCs are less powerful than standard, desktop computers, but also lighter in weight, compact in size, more reliable and much more power efficient than the latter. Some of these devices are also excellent experimentation and teaching tools, owing to their low cost, simplicity and the fact that many of them can easily be connected to other hardware. Single-board computers are mostly used in embedded applications. They are also used in applications for process control, like complex robotic systems and processor-intensive applications. [6, 7, 8]

For the geo-referenced system a Raspberry Pi 3B+ is used. It has a quad-core A53 processor running at 1.4GHz and 1GB of RAM. It allows installation of a 64-bit operating system and the RAM is sufficient to run the applications needed. It also has a built-in Ethernet and Wi-Fi which makes it easily connected to internet if there is a access point nearby. The board also has 4 USB 2.0 ports for easy connection with other hardware. [9, 10]

IV. Algorithm of detecting alarm events

According to Ordinance No.12 of 15 Jul 2010, Updated 8 Oct 2019 of the Ministry of Environment and Water of Republic of Bulgaria the data for measured concentrations of criteria gases should be stored and used to calculate an averaged value which is then reported. Averaged values are compared to time-weighted average concentration values given in Table 1. There are also information and alert thresholds given.

In order to accomplish this task, data is stored on the Raspberry Pi 3B+ in a MySQL database. All incoming data - current date and time, latitude, longitude, concentration of gases, ambient temperature and relative humidity - is stored on the Raspberry Pi 3B+ in a MySQL database. Data is recorded every 5 seconds in a temporary table. This makes 720 records per hour. After that all values of the recorded concentrations are averaged to an hourly-based value and recorded in a separate table.

In order to accomplish this task, data is stored on the Raspberry Pi 3B+ in a MySQL database. All incoming data - current date and time, latitude, longitude, concentration of gases, ambient temperature and relative

Table 1

Substance	Time-weighted average	Averaging period
Carbon monoxide	30 mg/m^3 10 mg/m^3	1 hour 8 hours
Nitrogen dioxide	200 µg/m^3 40 µg/m^3	1 hour annual
Sulfur dioxide	350 µg/m^3 125 µg/m^3 50 µg/m^3	1 hour 24 hours Annual
Ozone	120 µg/m^3	8 hours

humidity - is recorded in a table, called "real-time". Data resolution is 5 seconds. This makes 720 records per hour. After that all values of the recorded concentrations are averaged to hourly-based values and recorded in a separate table, called "hourly-averaged".

Newly calculated averaged gas concentrations are compared with the set time-weighted average concentrations from Table 1. The results of this comparisons are arranged in 3 types of alarms:

- **information alarm** - when calculated concentrations are less than time-weighted average concentrations or calculated concentrations are greater than time-weighted average concentrations but less than the information thresholds given in Ordinance No.12;
- **warning alarm** - when calculated concentrations are greater than the information thresholds but less than the alert thresholds given in Ordinance No.12;
- **danger alarm** - when calculated concentrations are equal or greater than the alert thresholds given in Ordinance No.12.

A third temporary database table could be used with averaged concentrations in every 5 minutes using the already defined alarms to early detect air pollution and respectively to locate the source of pollution as fast as possible.

The geo-referenced system for air quality monitoring sends alarm messages via email or SMS. It is a good practice to use the storage of the Raspberry Pi 3B+ as a buffer for the data in case the system gets disconnected from internet and all collected data to be send to a server to prevent eventual data loss. Or at least sending the contents of "hourly-averaged" database table.

CONCLUSION

The geo-referenced system for air quality monitoring collects data for a particular location. But it could be used in a network of such devices to cover greater territory with better data resolution. This way a potential source of pollution could be easily located and competent authorities informed.

Gathered data could be used in an internet-based information system for real-time air quality monitoring or in a Geographic Information System for decision making and better visual presentation.

REFERENCE

[1] https://docs.qgis.org/3.10/en/docs/gentle_gis_introduction/coordinate_reference_systems.html
[2] http://www.gisresources.com/georeferencing-2/
[3] https://gisgeography.com/latitude-longitude-coordinates/
[4] http://www.alphasense.com/index.php/air/
[5] https://www.waveshare.com/w/upload/archive/6/6d/20180703090929%21SIM7600E-H-4G-HAT-Manual-EN.pdf
[6] https://uk.rs-online.com/web/generalDisplay.html?id=solutions%2Fsingle-board-computers-overview
[7] https://en.wikipedia.org/wiki/Single-board_computer
[8] https://www.techopedia.com/definition/9266/single-board-computer-sbc
[9] https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-3-model-b-plus/
[10] https://magpi.raspberrypi.org/articles/raspberry-pi-3bplus-specs-benchmarks

ВЛИЯНИЕ НА ДЪЛЖИНАТА НА ИСТОРИЯТА И БРОЯ ЕПОХИ ПРИ ПРОГНОЗИРАНЕТО НА ВРЕМЕВИ РЕД С ПОМОЩТА НА НЕВРОННА МРЕЖА С ДЪЛГА КРАТКОСРОЧНА ПАМЕТ

Кирил Копаранов[1], Красин Георгиев[1], Васил Щерев[1]
[1] *ТУ-София*

INFLUENCE OF THE LOOKBACK PERIOD AND THE NUMBER OF EPOCHS IN THE PREDICTION OF TIME SERIES USING A NEURAL NETWORK WITH A LONG SHORT-TERM MEMORY

Kiril Koparanov[1], Krasin Georgiev[1], Vasil Shterev[1]
[1] *Technical University of Sofia*

Abstract

Forecasting the future values of time series is a problem that occurs in various subject areas such as: finance, meteorology, logistics, etc. The techniques and tools of machine learning have wide application for solving such tasks in recent years. However, they have not been sufficiently studied. The article explores the influence of the lookback period (time lag) and number of training epochs in forecasting time series using a deep neural network with long short-term memory. It is monitored how different combinations of the above parameters affect the accuracy of the forecast, with the aim to reach an optimal combination of their values. As a result of a numerical experiment with an example financial time series, it was found that the use of more lags (over two to four) does not improve the results due to problems in model training. Such a study of the parameters of the model is important for their proper selection in solving practical problems.

Keywords: Deep Learning; LSTM; RNN; Stock Price Predicting; Time Series

ВЪВЕДЕНИЕ

Достоверното и надеждно прогнозиране на бъдещи стойности на времеви редове е от особено значение при вземането на ефективни управленски решения обслужващи и направляващи процесите в най-разнообразни предметни области и също така за да се планират следващите действия в съответния икономически субект [1].

Първоначално за качественото предвиждане на времеви редове са се използвали предимно статистически методи, но в последните 5-10 години следствие на два фактора: Технологичният напредък в областта на хардуера, който доведе до бързо повишаване на изчислителната мощ на графичните процесори от една страна и от друга страна натрупването и съхраняването на големи обеми от данни обусловиха широкото навлизане и използване на дълбоките невронни мрежи в областта на машинното самообучение и съответно до разширяване на сферите на тяхното приложение. Една от тези сфери е и прогнозирането на времеви редове.

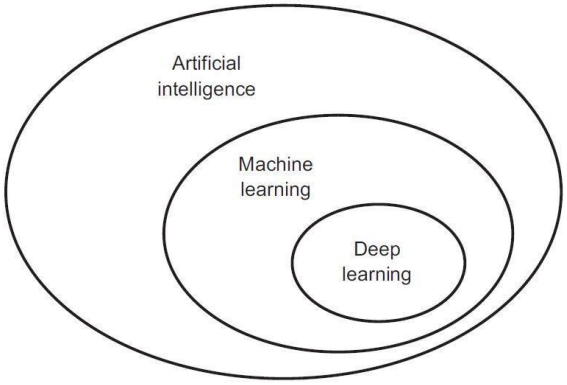
ВРЕМЕВИ РЕДОВЕ

Отличителната черта при времевите редове е, че ако стойностите му са подредени в една колона, то има отделна колона показваща кой ред след кой следва [2]. Метеорологията и борсовата търговия [3] са предметни области, които на пръв поглед нямат нищо общо, но техните показатели като например обем валежи, температура, котировки също могат да бъдат оформени във

времеви редове и по един и същи начин да бъдат подложени на обработка и прогнозиране [4].

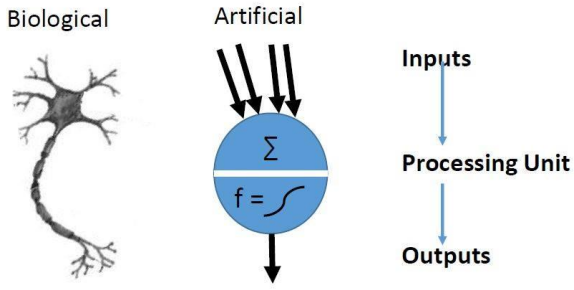
МАШИННО САМООБУЧЕНИЕ

Определение за машинното самообучение въвежда още през 1959 г Артър Самюъл, според който: "Машинното самообучение е научна област, в която се предоставя на компютрите способността да учат без да бъдат изрично програмирани за тази цел" [5], [6]. Машинното самообучение е подобласт в изкуствения интелект (Фиг. 1), която се отнася до извличането на знания от данните [7].



***Фиг. 1**. Изкуствен интелект (Artificial intelligence), машинно самообучение (Machine learning), многослойно/ дълбоко самообучение (Deep learning) [8]*

Съществена част заемат Изкуствените невронни мрежи, в които основен градивен елемент е изчислителния възел представен на Фиг. 2.



***Фиг. 2**. Биологичен (Biological) и изкуствен (Artificial) неврон. Изчислителен модел (Inputs -> Processing Unit-> Outputs) [9]*

Изкуствените невронни мрежи се обособяват като такива следствие на опитите за математическо представяне на информационните процеси възникващи и протичащи в биологичните организми [10]

ДЪЛБОКИ НЕВРОННИ МРЕЖИ

Дълбоките невронни мрежи се наричат така, защото съдържат в себе си скрити слоеве от клетки. Скритите слоеве се разположени между входния и изходния слой, които са видими за потребителя. Области на приложение за дълбоките невронни мрежи са компютърното зрение (изображения), генериране на естествен език (текст), автоматично разпознаване на говор (звук) [11].

РЕКУРЕНТНИ НЕВРОННИ МРЕЖИ

За обработка на данни от тип последователности, каквито са и времевите редове, при които има логическа зависимост и под някаква форма предпоставеност между настоящите стойности на наборите от данни и предшестващите ги е най-подходящо включването на рекурентен слой. Отличителната му черта е, че при него говорим за съществуването на памет в съставящите го клетки [12].

Или с други думи осъществява се използване на параметрите в различните части на модела [13]. Една от съществените модификации на клетки при рекурентен слой са тези с дълга краткосрочна памет [14].

ЦЕЛ

В досегашния опит в областта срещаме разработки, в които се сравняват различните методи за прогнозиране в това число и хибридни [15]. Инструментариумът може успешно да се прилага както за предвиждане курса на акциите, така и на борсовите индекси [16] тъй като комбинира в себе си линейни и нелинейни компоненти и показатели. Акцентите на авторите са върху превъзходството в точността и предоставената ни от невронните мрежи по-голяма гъвкавост пред класическите линейни методи като цяло [17]. Затова при това изследване се стремим да съсредоточим вниманието си върху ключовите елементи в процеса на обучението на една рекурентна невронна мрежа с дълга краткосрочна памет - това са

нейните хиперпараметри и върху начина за по-прецизен подбор на техните стойности

ЕКСПЕРИМЕНТ И РЕЗУЛТАТИ

Входни данни:

Входните данни са ни дневните котировки на акциите при отварянето на пазара и най-ниската цена в рамките на същия ден на компанията производител на самолети “Боинг” публикувани в Yahoo finance. Продължителността на периода е от 02-01-1962 до 19-06-2019 и включват 14465 реда (записа).

Предварителна обработка:

За улесняване на изчислителния процес и подобряване работата на модела сме ги мащабирали и така всички стойности са поместени в интервала между 0 и 1.

Мащабирането на данните с функцията MinMaxScaler се прилага тъй като алгоритъмът се представя по-добре и дава по-точни резултати, когато между входните параметри разликите не са прекалено големи. Аналитичния вид на преобразованието е показан в долния израз:

$$\tilde{p}_i = \frac{p_i - p_{\min}}{p_{\max} - p_{\min}}, \qquad (1)$$

където:

за i от 1 до T (дължината на времевия ред, периода)

$\tilde{p}_i$ е нормализираната цена (котировка)

p_i е текущата цена (котировка)

$p_{\min}$ е минималната цена (котировка) във времевия ред за целия период

$p_{\max}$ е максималната цена (котировка) във времевия ред за целия период

Архитектура на модела:

Използваме двуслойна невронна мрежа с 4 клетки с дългосрочно краткосрочна памет в първия входен слой и 365 в напълносвързания изходен втори слой. Броят на клетките в изходния слой предопределя и дължината на прогнозния хоризонт. В нашия случай сме се спряли на продължителност от 365 дена т.е. една година.

Интересува ни да установим влиянието на времевия лаг от минали стойности върху точността и надеждността на нашата прогноза. Определили сме невронната ни мрежа да се обучава в рамките на 100 епохи, а обучителната ни партида (batch_size) включва 512 елемента. Измерителят, който използваме е средно квадратична грешка (MSE). Това е средната аритметична стойност на сумата от квадратите на прогнозираните грешки. MSE е стандартен измерител за оценка на разликите между два времеви реда и се получава, както е показано в долния израз:

$$MSE = \frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}(p_t - \hat{p}_t)^2, \qquad (2)$$

където T е дължината на времевия ред, периода

p_t е истинската цена (котировка)

$\hat{p}_t$ е прогнозната цена (котировка)

I етап:

Ще увеличаваме броя на лаговете като започваме от 1.

Получените резултати са поместени в Табл. 1

Табл. 1*. СТОЙНОСТИ НА ОБУЧЕНОСТТА (TRAIN SCORE С ИЗМЕРИТЕЛ MSE) И ПРОГНОЗИРАЩАТА СПОСОБНОСТ (TEST SCORE С ИЗМЕРИТЕЛ MSE) НА МОДЕЛА ПРИ ПРОМЯНА НА ЛАГОВЕТЕ (LOOK_BACK / TIME STEPS) ОТ 1 ДО 200 И, ЗАПАЗЕНИ ПОСТОЯННИ БРОЙ НА ЕПОХИТЕ = 100 И РАЗМЕР НА ОБУЧИТЕЛНАТА ПАРТИДА (BATCH_SIZE) = 512 ЕЛЕМЕНТА*

lookback	epochs=100, batch_size=512
1	Train Score: 0.00047844 MSE (0.02187334 RMSE) Test Score: 0.05361184 MSE (0.23154232 RMSE)
10	Train Score: 0.00045769 MSE (0.02139379 RMSE) Test Score: 0.09022100 MSE (0.30036810 RMSE)
20	Train Score: 0.00045314 MSE (0.02128716 RMSE) Test Score: 0.09058560 MSE (0.30097441 RMSE)
50	Train Score: 0.00043278 MSE (0.02080340 RMSE) Test Score: 0.09639137 MSE (0.31046960 RMSE)
100	Train Score: 0.00040101 MSE (0.02002531 RMSE) Test Score: 0.08871409 MSE (0.29784910 RMSE)
150	Train Score: 0.00036091 MSE (0.01899762 RMSE) Test Score: 0.10625403 MSE (0.32596630 RMSE)
200	Train Score: 0.00034060 MSE (0.01845543 RMSE) Test Score: 0.09042972 MSE (0.30071534 RMSE)

Може да се отбележи, че при увеличаването на лаговете над 20 дена модела ни не отбелязва подобрение на точността и достоверността на прогнозата, въпреки непрекъснатото и устойчиво намаляване на показателя измерващ неговата обученост: от

0.00047844 в началото при един лаг през 0.00043278 при 50 лага за да достигне до 0.00034060 при 200 лага. Свидетели сме на overfit (модела ни е преобучен като изглежда е започнал да "наизустява" входящото множество от данни и на практика се стреми да ги повтори/ възпроизведе). Поради това се насочваме към по детайлно разглеждане на стойностите на лаговете в интервала между 1 и 20 дена.

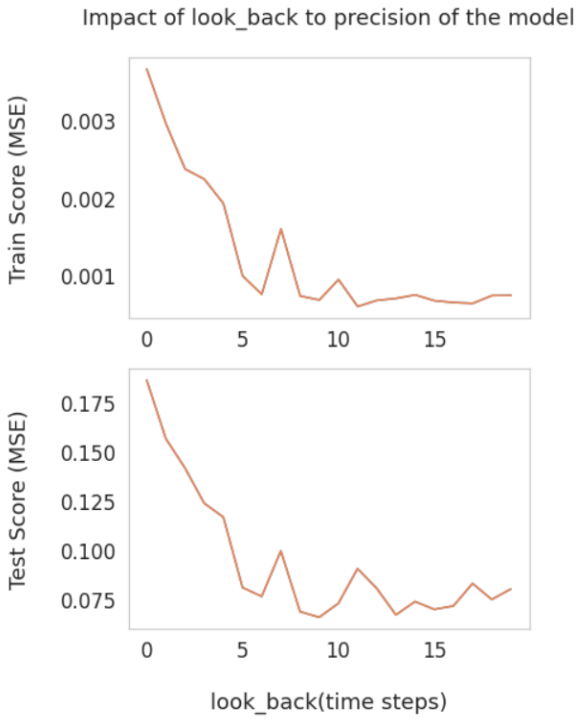
II етап:

Запазваме размера на обучителната ни партида (batch_size) на 512 елемента. Променяме лаговете от начална стойност 1 ден до крайна стойност 20 дена, като стъпката на нарастването е 1 ден. При брой на епохите равен на 100 преобучеността не се повлиява и не изчезва.

Извършваме намаляване на броя на епохите постъпково и забелязваме непрекъснатото устойчиво подобрение на прогнозния резултат, което продължава и след достигането на 20-ата епоха, но ако след това продължим да намаляваме броя на епохите, то след 15-ата имаме влошаване и то стръмно.

При 5 епохи с размер на обучителната ни партида (batch_size) от 512 елемента и нарастване на лаговете (look_back/time steps) от 1 до 20 Train Score (обучаемостта на модела) с измерител MSE варира от 0.00367102 (най-високата стойност се получава, когато лага приема стойност = 1) до 0.00059474 (най-ниската стойност се получава, когато лага приема стойност = 12), а Test Score (прогнозиращата способност на модела) с измерител MSE варира от 0.18636835 (най-високата стойност се получава, когато лага приема стойност = 1) до 0.06605206 (най-ниската стойност се получава, когато лага приема стойност = 10)

Тези резултати са графично илюстрирани на Фиг. 3:



***Фиг. 3**. Влияние на лаговете върху обучаемостта и прогнозиращата способност на модела при зададен брой на епохите = 5 и размер на обучителната партида (batch_size) от 512 елемента*

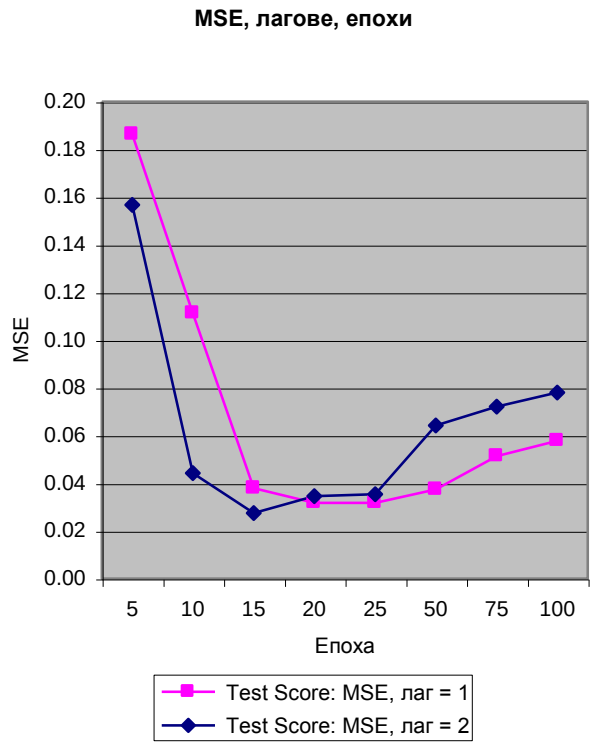
Краен резултат:

Най-добрия резултат, който получаваме за прогнозиращата способност на модела е при 2 лага и 15 епохи -

Test Score: MSE = 0.02752614 е поместен в Табл. 2 и графично илюстриран на Фиг. 4

***Табл. 2**. НАЙ-ДОБРО СЪЧЕТАНИЕ НА СТОЙНОСТИТЕ НА ЛАГОВЕТЕ И ЕПОХИТЕ ЗА ТЕСТОВИТЕ ДАННИ*

епохи	MSE за лаг = 1	MSE за лаг = 2
5	0.1863684	0.15664777
10	0.1112703	0.04423844
15	0.0379302	0.02752614
20	0.0317413	0.03454246
25	0.0317758	0.03543815
50	0.0373919	0.06426059
75	0.0513779	0.07205827
100	0.0578380	0.07803351



***Фиг. 4**. Зависимост на MSE от лаговете и броя на епохите*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Фокусът на изследването върху компонентите на рекурентната невронна мрежа с дълга краткосрочна памет използвана за едновременното прогнозиране на няколкостотин стойности в бъдещето ни показа, че увеличаването на броя на лаговете не води до подобряване точността на модела. Не особено високите стойност на лаговете и епохите в най-доброто им съчетание:

Брой лагове = 2
Брой епохи = 15

могат да ни наведат на извода, че е напълно възможно потенциала и обхвата на така приложения инструментариум да не се използва пълноценно и че не е подбран достатъчно сполучливо и удачно за да извлича максимално достоверно зависимостите и закономерностите от входните данни на съответната предметна област.

Потвърждава се необходимостта от детайлни, конкретни и комплексни наблюдения и изследвания на хиперпараметрите, които ще помогнат за техния по-ефективен подбор при конструирането и работата на моделите. Бъдещите стъпки за развитие биха могли да се насочат именно в тази посока: преструктуриране и модифициране на така подбрания модел за постигане подобрение на резултатите и минимизиране стойността на показателя на средно квадратичната грешка. Допълнителни резерви могат да се търсят и в прилагането на още методи за предварителна обработка на данните.

БЛАГОДАРНОСТИ /ACKNOWLEDGMENT

Този доклад е изготвен в съответствие с проект на Технически Университет - София "Интелигентно управление на трафика" No 201ПР0025-07

This work is supported by the Technical University of Sofia Grant No 201ПР0025-07 "Intelligent traffic management"

REFERENCE

[1] A. Nielsen, Practical Time Series Analysis. Prediction with Statistics & Machine Learning. Sebastopol, CA: O'Reilly Media, 2020.

[2] E. Stevens, L. Antiga, and T. Viehmann, Deep learning with PyTorch. Shelter Island, NY: Manning Publications, 2020.

[3] Akhter Mohiuddin Rather, "A Hybrid Intelligent Method of Predicting Stock Returns", Advances in Artificial Neural Systems, vol. 2014, Article ID 246487, 7 pages, 2014. https://doi.org/10.1155/2014/246487 Last accessed on 16.09.2020

[4] Abbot, John & Marohasy, Jennifer. (2015). Using lagged and forecast climate indices with artificial intelligence to predict monthly rainfall in the Brisbane catchment, Queensland, Australia. International Journal of Sustainable Development and Planning. Vol. 10. pp. 29-41. 10.2495/SDP-V10-N1-29-41.

[5] Samuel, A.L. (1959). Some Studies in Machine Learning Using the Game of Checkers. IBM Journal of Research and Development., vol 3, pp. 210-229.

[6] A. Geron, Hands-On Machine Learning with Scikit-Learn, Keras, and TensorFlow. Concepts, Tools, and Techniques to Build Intelligent Systems. Second Edition. Sebastopol, CA: O'Reilly Media, 2019.

[7] A. C. Müller, and S. Guido, Introduction to Machine Learning with Python. A Guide for Data Scientists. Sebastopol, CA: O'Reilly Media, 2016

[8] F. Chollet, Deep Learning with Python. Shelter Island, NY: Manning Publications, 2018.

[9] N. D. Lewis, Deep Time Series Forecasting with Python. An Intuitive Introduction to Deep Learning for Applied Time Series Modeling. USA, 2016.

[10] C. M. Bishop, Pattern Recognition and Machine Learning (Information Science and Statistics). Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2006.

[11] A. W. Trask, Grokking Deep Learning. Shelter Island, NY: Manning Publications, 2019.

[12] J. Moolayil, Learn Keras for Deep Neural Networks. A Fast-Track Approach to Modern Deep Learning with Python. Vancouver, BC, Canada: Apress, 2019.

[13] I. Goodfellow, Y. Bengio, and A. Courville, Deep Learning. Cambridge, MA: MIT Press, 2016.

[14] S. Hochreiter, and J. Schmidhuber, "Long short-term memory" Neural Computation Vol. 9(8): pp 1735-1780, 1997

[15] M. Khashei, and M. Bijari, "Which Methodology is Better for Combining Linear and Nonlinear Models for Time Series Forecasting?" Journal of Industrial and Systems Engineering 4 (2011): 265-285.

[16] M. García, A. Jalal, L. Garzón, and J. Lopez. (2013). Methods for Predicting Stock Indexes. Ecos de Economía. 17. 51-82.

[17] A. A. Adebiyi, A. Adewumi, and C. Ayo, (2014). Comparison of ARIMA and Artificial Neural Networks Models for Stock Price Prediction. Journal of Applied Mathematics. 2014. 1-7. 10.1155/2014/614342.

OPTIMAL POWER FLOW AND PRICES IN THE ELECTRICITY MARKET USING THE HYBRID PPSOGSA ALGORITHM

Milena Jevtić[1], Miroljub Jevtić[2], Jordan Radosavljević[2], Sanela Arsić[1], Dardan Klimenta[2]

[1]*Technical Faculty in Bor, University of Belgrade, Bor, Serbia*
[2]*Faculty of Technical Sciences Kosovska Mitrovica, University of Pristina in Kosovska Mitrovica, Serbia*
mjevtic@tf.bor.ac.rs

Abstract

In this paper, the PPSOGSA algorithm is proposed to optimize the nodal prices and power flows transacted between the tiers of the supply chain (SC) in a deregulated electricity market. The hybrid PPSOGSA algorithm is a combination of phasor particle swarm optimization (PPSO) and gravitational search algorithm (GSA). The equilibrium model of SC was applied. The objective function is the function of total profit of participants in the SC. The applied cost functions of participants are nonlinear and non-separable. The results of PPSOGSA application are compared with the results of the modified projection method (MPM) for the numerical solution of the variational inequality of SC, which is applied in the literature for solving the same problem, and with the results of genetic algorithm (GA) as one of the basic meta-heuristic algorithms. The results showed that PPSOGSA gives the best results compared to MPM and GA. Moreover, in the case of PPSOGSA application the equilibrium conditions are fully satisfied while in the case of MPM the equilibrium conditions are satisfied with a small error. It is found that PPSOGSA converges in the much lesser number of iterations and gives better results than the MPM. This new application of PPSOGSA enables the handling of decision makers, who operate in the electricity market and optimize energy flow and prices, minimize payment cost and maximize profit.

Keywords: meta-heuristics, particle swarm optimization, electricity market, supply chain

INTRODUCTION

The equilibrium model of supply chain (SC) [1 - 3] is often used to analyze competitive oligopolistic markets [4, 5]. Equilibrium in this case refers to a condition where a market price is determined through competition such that the amount of goods sought by buyers is equal to the amount of goods produced by sellers. In [6] the equilibrium model of SC was applied to the analysis of the deregulated electricity market. First, based on the equilibrium state in the supply chain, the variational inequality [7] was derived. A variational inequality is an inequality which has to be solved for all possible values of a given variable, belonging usually to a convex set. Then, using the algorithm for numerical solution of the variational inequality, the equilibrium flows of transacted powers and equilibrium nodal prices in SC were calculated. This algorithm, called the modified projection method (MPM) [8, 9], is suitable for solving the network equilibrium problems because of his good form for computational application. In [1, 6, 7] the MPM was applied to several numerical examples for solving flows and prices in the competitive SC network using the equilibrium model. In these examples the MPM converged in 230 to 633 iterations.

In recent years, the meta-heuristic algorithms were used to solve many complex large-scale nonlinear problems instead of mathematical methods in order to shorten the computation time and obtain a solution with sufficient accuracy. In this paper, the recently developed hybrid meta-heuristic algorithm PPSOGSA [10] which combines phasor particle swarm optimization (PPSO) [11] and gravitation search algorithm (GSA) [12] is

applied to solve the same problem as in [6] and [7]. Then, the obtained results are compared with the results of the application of MPM in [6] and [7] and with the results of the application of genetic algorithm (GA) [13] in this paper. The best results were obtained by using the PPSOGSA. The GA has been successfully applied to solve the optimization problems of SC in [14 – 16]. The GSA has The PPSOGSA is one of newest meta-heuristic algorithms and has been successfully applied for solving the optimal power flow problem in power system [10]. In [10] it was shown that the PPSOGSA has a good global search capability, the high speed of convergence and great robustness.

PROBLEM FORMULATION

The general scheme of electricity SC in a deregulated market can be drawn as in Figure 1 [6]. From Figure 1 can be seen that the generators are associated with the power suppliers. In this model the power suppliers represent the power marketers, retailers and brokers. The suppliers buy electric power (energy) from the generators over the spot market on the wholesale market or using the contracts. The consumers at the demand market buy electric power from the suppliers. To deliver the purchased electric power, suppliers pay service to provider, for transmission and distribution of electricity. The scheme of SC (Figure 1) includes three tiers with many nodes. In the first tier of SC this is a total of *G* generators, in the second tier there are *S* suppliers and in third tier there are *D* demand markets. The links between nodes are not physical. The links represent the rights of participants in the SC to buy or sell electricity. Links: *1, ..., q, ..., Q* are variants of the transmission systems through which the power is transferred.

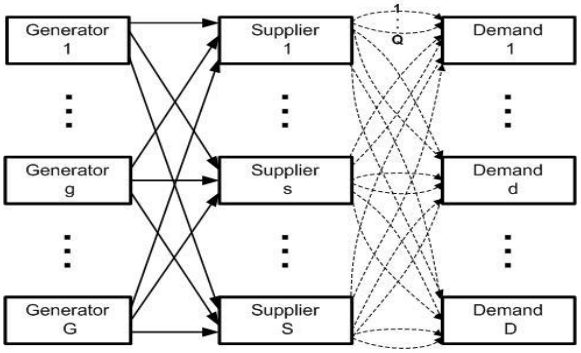


Fig. 1. *Scheme of the SC*

The function of generator profit ($PROF_g$) may be expressed as follows:

$$PROF_g = \sum_{s=1}^{S} p_{gs} P_{gs} - F_g(P_g) - \sum_{s=1}^{S} C_{gs}(P_{gs}) \;\; P_{gs} \geq 0, \forall s \quad (1)$$

where indexes g and s denote the generator and supplier, respectively; P_g is the power that is produced from generator g; P_{gs} is the power that is transferred between generator g and supplier s; p_{gs} is the price for transfer of the power from generator g to supplier s in the SC; C_{gs} is the cost of activity at generator g for transfer the power from generator g to supplier s (transaction cost); F_g is the production cost of generator g.

In a similar way, the function of supplier profit ($PROF_s$) is:

$$PROF_s = \sum_{d=1}^{D}\sum_{q=1}^{Q} p_{sdq} P_{sdq} - C_s(P_{gs}, P_{sdq}) - \sum_{g=1}^{G} p_{gs} P_{gs} - \\ - \sum_{g=1}^{G} C'_{gs}(P_{gs}) - \sum_{d=1}^{D}\sum_{q=1}^{Q} C_{sdq}(P_{sdq}) \quad (2)$$

where index d denotes the consumer; P_{sdq} is the power that is transferred between the supplier s and consumer d via the transmission system q; C_s is the operating cost of the supplier s; C_{sdq} is the cost of activity at supplier s for transfer of the power from the supplier s to the consumer d via the transmission system q; C'_{gs} is the cost of activity at the supplier s for power transfer from the generator g to the supplier s; p_{sdq} is the price (at supplier s) for the power transmission from the supplier s to the consumer d via the transmission system q; p_d is the price of the power at consumer d.

For each supplier s there are the constraints:

$$\sum_{d=1}^{D}\sum_{q=1}^{Q} P_{sdq} = \sum_{g=1}^{G} P_{gs} \;\; P_{gs} \geq 0, \forall g, \; P_{sdq} \geq 0, \forall s \quad (3)$$

For each demand market d there is a balance of the power:

$$P'_d(p_d) = \sum_{s=1}^{S}\sum_{q=1}^{Q} P_{sdq}, \quad p_d > 0 \quad (4)$$

where P'_d is the power at the consumer d, that depends on the price p_d at the consumer d. The function $P'_d(p_d)$ is usually obtained by approximating the experimentally demand curve [4]. The second tier price p_{sdq} associated with the power supplier s can be expressed as:

$$p_{sdq} = p_d - c_{sdq} \quad (5)$$

where c_{sdq} is the unit transaction cost between the power supplier *s* and the consumer *d* via the transmission system *q*.

The price p_{gs} is determined from the Nash equilibrium [17] that underlying the non-cooperative behavior of generators. It means that each generator will determine his optimal power generation given the optimal ones of the competitors. Based on this concept, the following expression can be derived from (1):

$$p_{gs} = \frac{\partial F_g\left(P_g\right)}{\partial P_{gs}} + \frac{\partial C_{gs}\left(P_{gs}\right)}{\partial P_{gs}} \quad (6)$$

The interpretation of (6) is as follows: the price p_{gs} is equal to the sum of the marginal production cost (first term on the right) plus marginal transaction cost of the generator, associated with that supplier (second term).

The units of variables in this model are: MW (for power flows), **$**/h (for profits, prices and costs).

SOLUTION METHOD

The PPSOGSA is a hybrid algorithm which combines the algorithms: PPSO and GSA. In relation to the basic PSO [18] and PPSO, the PPSOGSA combines the ability for social thinking (gbest) in PSO and PPSO with the local search capability of GSA. In the PPSOGSA, the control parameters (c_1 and c_2) of the PSO are modeled with the phase angle (θ), inspired by phasor theory. The general structure of the PPSOGSA algorithm is as follows:

Initialization

1. Define the objective function $F(\mathbf{x_i})$ and a space of possible solutions **X.**
2. Generate the number of search agents (*N)* (possible solutions) which are randomly selected between the limits of the control variables values. Set the iteration counter *t*=1.

Calculation and iterative procedure

3. Calculation the fitness value for each agent in the current population.
4. Generate the new population of agents, updating the current velocity and current position of agents, using the following algorithmic operators:

$$\mathbf{v}_i\left(t+1\right) = r_1 \cdot \mathbf{v}_i\left(t\right) + r_2 \cdot \left|\cos\theta_i\left(t\right)\right|^{2\cdot\sin\theta_i(t)} \cdot \mathbf{a}_i\left(t\right) + \\ + r_3 \cdot \left|\sin\theta_i\left(t\right)\right|^{2\cdot\cos\theta_i(t)} \cdot \left(\mathbf{gbest}\left(t\right) - \mathbf{x}_i\left(t\right)\right) \quad (7)$$

$$\mathbf{x}_i\left(t+1\right) = \mathbf{x}_i\left(t\right) + \mathbf{v}_i\left(t+1\right) \quad (8)$$

The phase angle θ_i is selected through uniform distribution U (0,2π) and corresponds to the randomly selected x_i. The phase angle is updated using the following equation:

$$\theta_i\left(t+1\right) = \theta_i\left(t\right) + \left|\cos\theta_i\left(t\right) + \sin\theta_i\left(t\right)\right| \cdot 2\pi \quad (9)$$

In (7) **gbest** represents the best position (solution) among all best positions of agents, which have been achieved so far; r_1, r_2, and r_3 are random numbers in [0,1]; and $\mathbf{a}_i$ is the acceleration of agents and it is updated using the equations in [12].

5. The process of updating the velocities and the positions is stopped by meeting a stop criterion.
6. Report the best solution. Stop.

APPLICATION OF PPSOGSA FOR SOLVING POWER FLOW AND PRICING

Application of PPSOGSA for solving power flow and pricing in the electricity market using above equilibrium model of SC can be described in the following steps:

Step 1. Read the input data: SC configuration, cost functions of generators, suppliers and transaction, and demand functions.

Step 2. Specify the control and depended variables. Specify the limits of variables. Specify the objective function.

Step 3. Set the number of search agents (population size). Set the maximum number of iterations. Generate the initial random search agents.

Step 4. Calculate the values of the objective function (fitness values) for each agent of the current population.

Step 5. Apply the PPSOGSA operators (7), (8), (9) to create a new population of agents which are improved solutions of problem.

Step 6. Repeat steps 4-5 until the stop criterion is meeting, i.e. the maximum number of iterations.

Step 7. Report the optimal solutions.

The PPSOGSA is implemented in MATLAB R2017a computing environment and run on a 1.6 GHz, PC with 3.0 CD RAM. The population size and maximum number of iterations are set to 50 and 200, respectively.

RESULTS OF SIMULATION

The PPSOGSA has been tested on the SC numerical example which was used in [6, 7]. The power generating, transaction, and operating cost functions, and the demand functions of the numerical example are given in Table 1. The SC numerical example includes 3 generators, 2 suppliers and 3 demand markets. The objective is to maximize the total profit of SC ($PROF_g$ + $PROF_s$). The obtained optimal values of power transacted in the SC and demand prices are listed in Table II.

Figure 2 shows the convergence profile of PPSOGSA and GA in solving this problem. It may be observed from this figure that both algorithms, PPSOGSA and GA, converge to their global optimum in 15 iterations. The MPM which was applied in [6, 7] was converged in 232 iterations for same test example.

The results shown for the PPSOGSA and the GA are the best values obtained over 30 consecutive runs. Table 3 shows the comparison of minimum, maximum and mean of the results obtained by PPSOGSA and by GA over 30 runs. It can be seen that the proposed PPSOGSA provides better solutions than GA.

From Table 2 follows that the MPM proposed in [6] and [7], resulted in lesser values of maximum profit than the PPSOGSA and GA which are applied in this work. However, the error of equilibrium condition (3) is zero in the case of PPSOGSA and GA application while that error is $8 \cdot 10^{-4}$ MW in the case of MPM. This means that the application of the PPSOGSA provides more accurate results and the higher maximum profit for the lesser number of iterations than the application of the MPM.

Table 1. *Numerical example [6, 7], for simulation*

Power generating cost functions, $F_g(P_g)$	$F_1(P_1, P_2) = 2.5P_1^2 + P_1P_2 + 2P_1$ $F_2(P_1, P_2) = 2.5P_2^2 + P_1P_2 + 2P_2$ $F_3(P_1, P_3) = 0.5P_3^2 + 0.5P_1P_3 + 2P_3$
Transaction cost functions faced by the power generators and associated with transacting with the power suppliers, $C_{gs}(P_{gs})$	$C_{11}(P_{11}) = 0.5P_{11}^2 + 3.5P_{11}$ $C_{12}(P_{12}) = 0.5P_{12}^2 + 3.5P_{12}$ $C_{21}(P_{21}) = 0.5P_{21}^2 + 3.5P_{21}$ $C_{22}(P_{22}) = 0.5P_{22}^2 + 3.5P_{22}$ $C_{31}(P_{31}) = 0.5P_{31}^2 + 2P_{31}$ $C_{32}(P_{32}) = 0.5P_{32}^2 + 2P_{32}$
Operating cost functions of the suppliers, $C_s(P_{gs})$	$C_1(P_{g1}) = 0.5(\sum_{g=1}^{2} P_{g1})^2$ $C_2(P_{g2}) = 0.5(\sum_{g=1}^{2} P_{g2})^2$
Unit transaction costs between the power suppliers and the consumers, c_{sdq}	$c_{111}=q_{111}+5$, $c_{121}=q_{121}+5$, $c_{131}=q_{131}+5$, $c_{211}=q_{211}+5$, $c_{221}=q_{221}+5$, $c_{231}=q_{231}+5$
Power of demand, $P_d^{'}$, as a function of the price p_d at demand market	$P_1^{'}(p_1, p_2) = -2p_1 - 1.5p_2 + 1100$ $P_2^{'}(p_2, p_2) = -2p_2 - 1.5p_1 + 1100$ $P_3^{'}(p_1, p_3) = -2p_3 - 1.5p_1 + 1200$

CONCLUSION

The SC can have a complex structure with real processes containing very large numbers of continuous and discrete interrelated variables. Application of the conventional mathematical optimization methods in such SCs may be impossible or may require a long computation time. Therefore, in these cases the meta-heuristic algorithms in which the search of optimal solutions is done on the basis of natural laws, can be successfully applied. In this paper, the PPSOGSA, one of the latest population based algorithms, was successfully applied to solve the optimal power flow and pricing in the SC of the deregulated electric power market. It was maximized the total profit of SC. It was used the equilibrium model of SC in which the participants of the market operate in a competitive manner. The results of PPSOGSA application were compared with the results given in the published literature for same model applying the MPM, one of numeric methods, and with the results obtained by the GA, one of the well-known meta-heuristic algorithms. The PPSOGSA gave the solutions of: maximum profit, the nodal prices and the power flow transacted between the tiers of the SC that are better than the solutions obtained by MPM and GA, in terms of convergence speed, global optimality, solution accuracy, and algorithm reliability. The results of this paper can be used in the formation of the integrated SC in a deregulated electric power market and in the market management.

***Table 2**. Comparison of the simulation results*

Control variable	PPSOGSA	GA	MPM [6]
P_{11} (MW)	12.51392	14.20907	14.2762
P_{12} (MW)	12.51392	14.20907	14.2762
P_{21} (MW)	12.51392	14.20907	14.2762
P_{22} (MW)	12.51392	14.20907	14.2762
P_{31} (MW)	59.97922	56.58187	57.6051
P_{32} (MW)	59.97922	56.58187	57.6051
P_{111}(MW)	20.00244	20.00000	20.3861
P_{121}(MW)	20.00244	20.00000	20.3861
P_{211}(MW)	20.00244	20.00000	20.3861
P_{221}(MW)	20.00244	20.00000	20.3861
P_{131}(MW)	45.00223	45.00000	45.3861
P_{231}(MW)	45.00223	45.00000	45.3861
p_1 ($/h)	302.85575	302.85714	302.6367
p_2 ($/h)	302.85575	302.85714	302.6367
p_3 ($/h)	327.85596	327. 85714	327.6367
Max.profit, ($/h)	15765.2044	15476.0587	15218.6668
Error of equilibrium condition (3), MW	0	0	$8 \cdot 10^{-4}$

***Table 3.** Statistical evaluation of the simulation results*

	min	max	mean	StD
PPSOGSA	15731.1855	15765.2044	15748.1949	$2.8192 \cdot 10^{-8}$
GA	15433.5862	15476.0587	15454.8224	$1.6378 \cdot 10^{-7}$

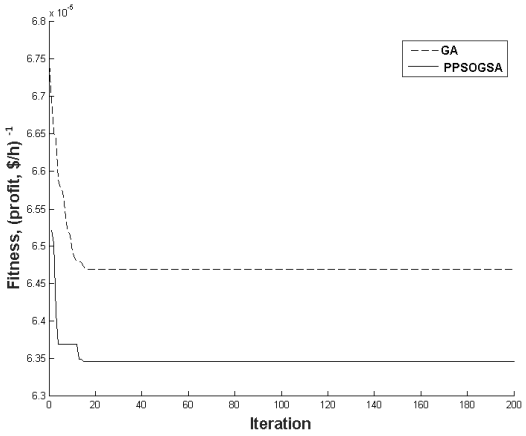


***Fig. 2.** Convergence of PPSOGSA and GA*

FUNDING

This work is funded by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia.

REFERENCES

[1] Nagurney A, Dong J, Zhang D. A supply chain network equilibrium model. Transportation Research Part E, Logistics and Transportation Review. 2002;38:281-303.

[2] Zhang L, Zhou Y. A new approach to supply chain network equilibrium models. Computers and Industrial Engineering. 2012;63:82–88.

[3] Hamdouch Y, Qiang QP, Ghoudi K. A Closed-Loop Supply Chain Equilibrium Model with Random and Price-Sensitive Demand and Return. Networks and Spatial Economics. 2017;17(2):459-503.

[4] Oliviera F, Ruiz C, Conejo A. Contract design and supply chain coordination in the electricity industry. European Journal of Operational Research. 2013;227(3):527-537.

[5] Masoumi AH, Yu M, Nagurney A. A supply chain generalized network oligopoly model for pharmaceuticals under brand differentiation and perishability. Transportation Research Part E-Logistics and Transportation Review. 2012;48(4):762-780.

[6] Nagurney A, Matsypura D. A Supply Chain Network Perspective for Electric Power Generation, Supply, Transmission, and Consumption. In: Kontoghiorghes EJ, Gatu C. (eds) Optimisation, Econometric and Financial Analysis. Advances in Computational Management Science, vol 9, 2007, Springer, Berlin, Heidelberg. p. 3-27.

[7] Nagurney A. Network Economics: A variational inequality approach. Revised Second Edition. Springer Science & Business Media B.V, vol. 10, 2013.

[8] Korpelevich GM. The Extragradient Method for Finding Saddle Points and Other Problems. Matekon. 1976;13:35-49.

[9] Bnouhachem A. A modified projection method for a common solution of a system of variational inequalities, a split equilibrium problem and a hierarchical fixed-point problem, Fixed Point Theory and Applications. 2014;22:1-25.

[10] Ullah Z, Wang S, Radosavljević J, Lai J. A Solution to the optimal power flow problem considering WT and PW generation. IEEE Access. 2019;7:46763-46772.

[11] Ghasemi M, Akbari E, Rahimnejad A, Razavi SE, Ghavidel S, Li L (2019) Phasor particle swarm optimization: a simple and efficient variant of PSO. Soft Computing. 2019;23:9701-9718.

[12] Rashedi E, Nezamabadi-Pour H, Saryazdi S. GSA: gravitational search algorithm. Information Sciences. 2009;179(13):2232-2248.

[13] Mitchell M. An Introduction to Genetic Algorithms. MIT Press Cambridge.1998.

[14] Altiparmak F, Gen M, Lin L, Paksou T. A genetic algorithm approach for multi-objective optimization of supply chain networks. Computers and Industrial Engineering. 2006;51:196-215.

[15] Yun Y, Moon C, Kim D. Hybrid genetic algorithm with adaptive local search scheme for solving multistage-based supply chain problems. Computers and Industrial Engineering. 2009;56:821-838.

[16] Chan FTS, Chung SH. A multi-criterion genetic algorithm for order distribution in a demand driven supply chain. International Journal of Computer Integrated Manufacturing. 2004;4:339–351.

[17] Nash JF. Noncooperative games. Annals of Mathematics. 1951;54:286-298.

[18] Kennedy J, Eberhart R. Particle Swarm Optimization, Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks. 1995;1942–1948.

IMPACT OF BRIGHTNESS AND COMPLEXITIES TO EDGE DETECTION WITH ROBERTS AND CANNY OPERATOR ON COMPRESSED IMAGES

Vladimir Maksimovic[1], Mirko Milosevic[2], Branimir Jaksic[1], Mile Petrovic[1], Petar Spalevic[1]

[1] *Faculty of Technical Sciences University of Pristina in Kosovska Mitrovica Kosovska Mitrovica, Serbia*

[2] *School of Electrical and Computer Engineering of Applied Studies Beograd, Serbia*

Abstract

The paper presents an analysis of edge detection and compression in images over which wavelet decomposition was performed up to the third level and which consists of different levels of detail (low, medium, and high level of detail). Images from the BSD (Berkeley Segmentation Dataset) database with the appropriate groundtruth were used. Daubechies wavelet was used from second to tenth order. The images were analyzed for three levels of brightness (low, medium, and high). PSNR (Peak Signal to Noise Ratio) objective measure was used for compression results and F (F1 score), was used as objective measurement for edge detection. Based on the obtained results, the change in brightness affects the performed edge detection, as well as the compression depending on the degree. When the number of details in the image was low, Roberts proved to be the best operator for edge detection, while in cases with medium and high number of details in the image, Canny proved to be the best operator. The analysis is important for practical application in many systems, especially in television systems where the number of details in the image changes, as well as brightness.

Keywords: edge detection, compression, television, complexity, image brightness.

INTRODUCTION

Edge detection is one of the fundamental processes in image processing. It also entails image segmentation where edge detection extracts the desired object. Edge detection is based on the fact that there are sudden changes in the gray intensity between the pixels. Edge detection significantly reduces the image analysis process by using a smaller amount of data while storing all the necessary information. Many edge detection techniques have been proposed, but Gradient and Laplacian methods have proven to be the best. The gradient method detects the edges by looking for the maximum and minimum in the first derivative of the image. Laplacian methods are based on finding zero crossings in the second derivative of the image [1,2]. The gradient of the image can be calculated as [2,3]:

$$f(x,y) = \frac{\partial f}{\partial x} i + \frac{\partial f}{\partial y} j \qquad (1)$$

Where *f(x, y)* represents the image at the location *(x, y)* where x and y are rows and columns of coordinates. Gradient $\nabla f(x,y)$ contains information about changes in gray color. The gradient of $\nabla f(x,y)$ can be calculated [2,3]:

$$(x,y) = \sqrt{f_x^2 + f_y^2} \qquad (2)$$

Where *e(x, y)* can be used as edge detector and can also be defined as the sum of the absolute values of the partial derivative f_x and f_y, where f_x and f_y are partial derivatives of the function *f* by *x* and *f* by *y* [2,3]:

$$e(x,y) = |f_x(x,y)| + |f_y(x,y)| \qquad (3)$$

Based on these theoretical principles, the mentioned Gradient and Laplacian methods were proposed. Gradient methods include Sobel, Prewitt, Robert, while Laplacian methods include LoG (Laplacian of Gaussian).

The classical use of the Canny operator is one of the gradient methods, but in some parts, it also contains elements of the Laplacian approach. Edge detection is brought down to convolution with appropriate directional masks [4].

Compression is one of the most important processes in image processing. Depending on the needs, various compression techniques and compression algorithms are applied, such as compression based on discrete cosine transform (DCT) or based on discrete wavelet transformation (DWT) [1]. The paper focuses on compression based on wavelet transformation.

Special families of the wavelet functions have been developed for DWT. They are generally divided into orthogonal or biorthogonal and characterized by high pass and low pass filters [5]. Daubechies wavelet belongs to a family of orthogonal functions and its main feature is the possibility of the maximum number of vanishing moments for some predefined supported length. Types of Daubechies (db) wavelets most commonly used in practical applications are dbN, where N represents the order as the number of vanishing moments in a supported interval from 0 to 20. By increasing the order of the Daubechies wavelet, better characteristics are obtained, but the complexity of the implementation as well as the price of the system and errors in the calculations rises also. In practical applications, orders from 2 to 10 are most used. [6-8].

A particularly important advantage of wavelet transformation is that it uses multiresolution analysis that allows the analysis of different signal frequencies at different frequency resolutions. For high frequency parts, shorter windows are used, which ensures a good time resolution, while for lower frequency parts, longer windows are used, which ensures a good information about the frequencies. If the signal is pass through two filters, low-pass and high-pass, its frequency content will be split into two ranges with equal width. The output of these filters contains half the frequency content of the original signal and the same number of samples. By decimating or by passing the input signal through the low-pass filter, the number of samples is halved so that the time resolution is also halved, while the frequency resolution is increased. The high-pass filter passes the high-frequency content or signal details. The low-pass filter passes low frequency content or signal absorption. This approximation signal can be passed again through two filters and the process can be repeated until the required decomposition level is reached. The complete original signal information is contained in the last approximation signal and all detail signals [9,10].

Decomposition significantly degrades the image quality, but in addition to that degradation, there are various types of noise that further impair the image quality. Different types of filters have been developed to solve or control this problem [11].

SYSTEM MODEL

In this paper, the BSD (Berkeley Segmentation Dataset) image database was used for analysis, with its corresponding groundgruth images [12]. Table 1 gives the values for selected images from the BSD database and they are selected to meet the criteria of complexity [13], that is, each image consists of a different level of detail: low (LD), medium (MD) and high (HD). The number of details was calculated by applying DCT and DWT on the high frequency components (details), which are divided into four quadrants, along both directions (x and y). After that, the mean absolute amplitude value of the components belonging to the quadrants [13] is calculated: DCT and quadrant 1 (DCTD); DCT and quadrants 2 and 3 (DCTM); DWT and quadrant 1 (DWT); DWT and quadrants 2 and 3 (DWTM).

TABLE I. CRITERIA

Criterion	*Images*	*DCTD*	*DCTM*	*WTD*	*WVTM*
Low	#135069	1.544	2.517	0.181	0.354
Medium	#35010	3.838	6.197	1.199	2.048
High	#8143	7.868	15.241	3.181	6.336

As an objective quality measure for the influence of wavelet decomposition, PSNR (Peak Signal to Noise Ratio) [14] was used.

The PSNR is defined as [14]:

$$PSNR = 10\log_{10}\left(\frac{MAX_I^2}{MSE}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{MAX_I}{\sqrt{MSE}}\right) \quad (4)$$

where MAX_I is the maximum pixel value of the image. When the pixels are represented by B bits per sample, MAX_I is 2^B-1. MSE is the mean square error, so for images *x* (n_1, n_2) and *y* (n_1, n_2) with dimensions N_1xN_2, MSE is defined as [14]:

$$MSE = \frac{1}{N_1 N_2}\sum_{n_1}^{N_1}\sum_{n_2}^{N_2}[x(n_1 n_2) - y(n_1 n_2)]^2 \quad (5)$$

Typical PSNR values, for images where lossy compression is used, are between 30 and 50 dB. If the PSNR is above 40 dB, the compressed image has almost no difference from the original. For acceptable image quality PSNR should be above 30 dB [14].

To demonstrate it more accurately and precisely how well edge detection is done, Precision, Specificity, Sensitivity and Accuracy should be calculated. Based on these measures, the F measure (F1 Score) was used [15]. F measure (F1 score) is a harmonic mean of precision and recall and it combines precision and recall according to the formula [14-16]:

$$F = \frac{2*Precision*Recall}{Precision+Recall}x100 \quad (6)$$

F ranges from $0 \leq F \leq 1$, ideally, F is equal to 1. In the results, F is multiplied by 100 and represents a percentage value.

Considering that in systems implemented in practice, especially in television systems, the brightness change in the image is quite common phenomenon. the above-mentioned images are also analyzed in different brightness levels: low (-100), medium (0) and high brightness (+100). The brightness changes are done in Matlab.

RESULTS

Figure 1 shows the PSNR values for the three decomposition levels for an image with a low number of details. The results for three different levels of brightness are shown. From Figure 1, it can be seen that when decomposition levels increase, the PSNR greatly decreases. When the image with a low number of details is brightened, it significantly degrades the image, so in all cases from db2 to db10, the best PSNR values are obtained for a brightness of -100. Comparing the results when the db order increases, that is the vanishing moment increases, in the case of db4 and brightness=0, only second decomposition level gives better PSNR values, in all other combinations, the increase of the brightness, decreases PSNR values. Since the values of the third decomposition level are about 30 dB, the images at that level are of acceptable quality for further processing.

Figure 2 shows the PSNR values for the three decomposition levels for an image with a medium number of details. The results for three levels of brightness when increasing the order of db wavelet are shown.

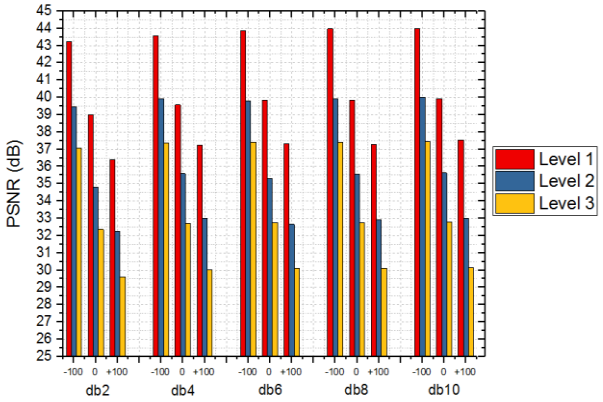


Fig. 1. *PSNR [dB] values for three decomposition levels for LD image.*

In this case, the increase in the decomposition level significantly decreases PSNR values. By increasing order of db from order 2 to order 10, the PSNR values increase. In this case, when the brightness was at -100, the best PSNR values, that are acceptable for further processing, were obtained. However, further increase of brightness to +100 gave almost identical values as in the case when brightness was 0, but the values are still a bit better. Comparing the results shown in Figure 1 where the number of details is low, the best results were achieved when the brightness was at -100 and in the case of the medium number of details in the images. The values obtained at the first decomposition level at all brightness levels are acceptable, while at the second and third decomposition level are at the margin of acceptable.

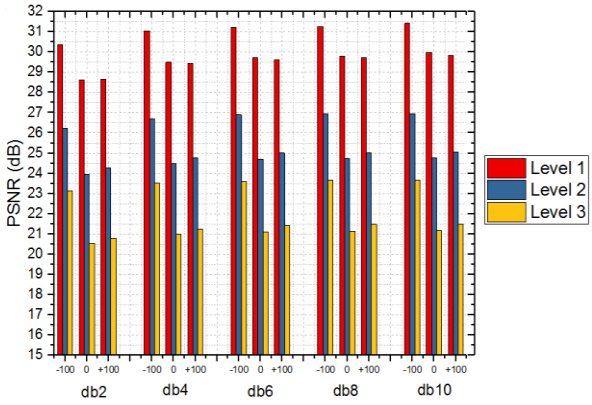


Fig. 2. *PSNR [dB] values for three decomposition levels for MD image.*

Figure 3 shows the PSNR values for the three decomposition levels for an image with a high number of details. The best values were obtained at brightness -100, while with the further increase in brightness, PSNR values significantly decreased at all three decomposition levels. By increasing the wavelet vanishing moment, higher PSNR values were obtained, but the decrease is still present with the increase of brightness. When the brightness is 0, the values obtained at the second and third decomposition levels are not acceptable for processing, while at the first level in all cases of brightness values are at the margin of acceptable. Compared to the case of an images with a small and medium number of details, lower values were obtained by increasing the brightness and the best values were obtained at a brightness of -100. However, on images with a high and medium number of details, when the brightness is at +100, better values are obtained than when it is at 0, which differs from the case when the number of details in the image is low.

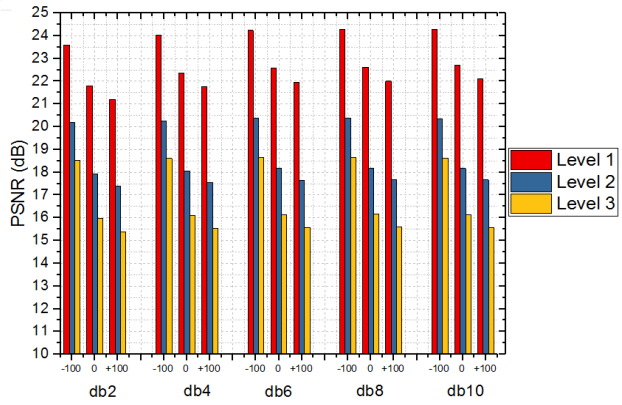


Fig. 3. *PSNR [dB] values for three decomposition levels for HD image.*

Considering the results obtained in [17], it can be seen that Roberts and Canny record the best results in different degrees of compression and different wavelet transformations. When there is a low number of details in the image then it is Roberts best operator, when it is medium and high then it is Canny best operator. Based on this fact, Figure 4, Figure 5 and Figure 6 show the F values obtained for these two operators for the three decomposition levels and for the three levels of brightness, respectively.

The images were compressed by wavelet transformation to the third decomposition level using db from the second to the tenth order.

Figure 4 shows the case when the number of details in the image was low. Based on the obtained results, it can be seen that the values dropped significantly in the third decomposition level, however, in some cases the quality is acceptable for the detection of edges. With a higher degree of compression, Roberts scores better values, while Canny gets very poor results in the third decomposition level. Also, the brightness changes affected the Canny operator the most, except in the third level.

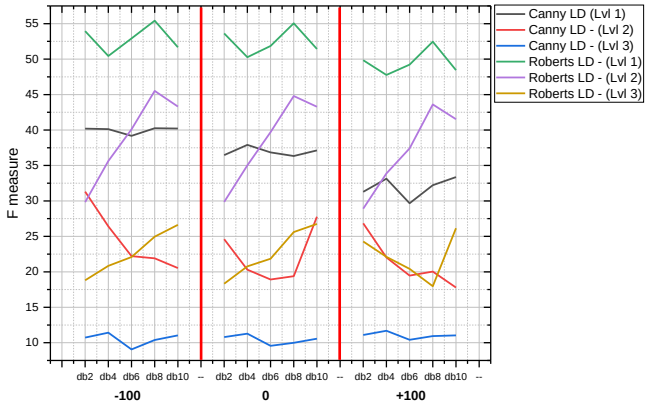


Fig. 4. *F values for three decomposition levels and brightness for LD images.*

In Figure 5 can be seen that with the medium number of details in the image the situation is different compared to the results shown in Figure 4. When the number of details in the image is medium, Canny records the best results except when brightness was medium (0). Compression significantly affects the Roberts operator, where good edge detection is not possible in the third decomposition level at -100 and +100 brightness.

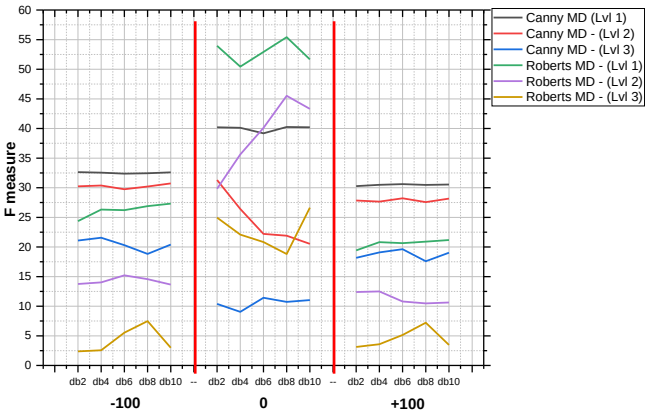


Fig. 5. *F values for three decomposition levels and brightness for LD images.*

Figure 6 shows the case when the number of details in the image was high. Based on the results shown in this figure, it can be seen that the Canny operator gave significantly better results than the Roberts operator. Compression affected Roberts operator significantly more than Canny operator. The values obtained for the Roberts operator show that it is not possible to perform useful edge detection under these conditions. Also, from the obtained results it can be seen that the change in brightness did not affect the detection much as in the case of low and medium details.

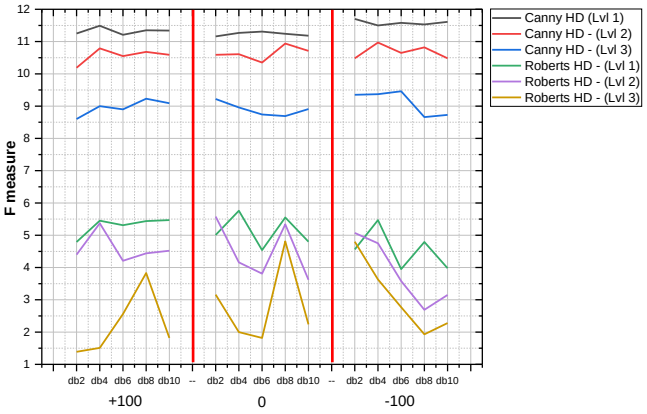


Fig. 6. *F values for three decomposition levels and brightness for LD images.*

CONCLUSIONS

This paper provides an overview and analysis of edge detectors over images consisting of different detail levels (complexity), which are then compressed by wavelet transformation to the third level, using Daubechies from the second to the tenth order. The analyzed images are categorized into three complexity criteria, so that they consist of low, medium, and high number of details. As objective measures, PSNR was used to assess quality degradation during wavelet decomposition (compression), and F measures was used to assess the quality of edge detection. Considering that in television systems a very frequent change of brightness is common, especially in live shows that are, the paper also analyzes the influence of brightness for the values: -100 (low), 0 (original or normal), +100 (high). Depending on the number of details in the image, level of decomposition as well as order of db, the compression is different, for example, when the number of details in the image is small, the best compression is achieved. Increasing the db order from 2 to 10 increases the PSNR values (quality). The brightness effect significantly changes the PSNR values during decomposition and with increase of db order from 2 to 10, so, the compression in different levels is differently affected. Also, the change in brightness affects the edge detection, the changes are visible in images with more details. When the number of details in the image is low, the best detection is achieved using the Roberts. With a low number of details in the image, detection is also possible in the third decomposition level where the best values are obtained for the Roberts operator. When the number of details in the image is medium and high, the best results in all three decomposition levels are obtained by the Canny operator. So, when there was low detail in the image, Roberts achieved better values even at higher compression ratios. When the number of details in the image is medium and high, the Canny operator is a better solution. Compression significantly affected Canny operator detection when the number of details in the image was low. When the number of details in the image was medium and high, the compression significantly affected the Robrets operator. Changes in brightness were most affected when the number of details in the image was medium.

In edge detection systems and algorithms, there is a preprocessing technique that regulates the level of brightness based on histogram optimization, however, the fact is that light will affect edge compression and detection. Today's systems require that the image quality be as

good as possible, with the highest possible degree of compression in order to process these images in real time, such as edge detection, segmentation, streaming, streaming in augmented reality systems, etc.

REFERENCE

[1] R. C. Gonzalez, R. E. Woods, and S. L. Eddins, Digital Image Processing Using MATLAB, Pearson Prentice Hall, 2004.

[2] V. R. Chaganti, Edge Detection of Noisy Images Using 2-D, Discrete Wavelet Transform, Florida State University Libraries, 2005.

[3] D. Xiaoheng, L. Minghang, M. Jiashu, and W. Zhengyu, "Edge Detection Operator for Underwater Target Image", 3rd IEEE International Conference on Image, Vision and Computing, pp. 91-95, June 2018.

[4] P. A. Mlsna, and J. J. Rodríguez, "Gradient and Laplacian Edge Detection," The Essential Guide to Image Processing, pp. 495–524, 2009.

[5] S.H. Wang, Y.D. Zhang, Z. Dong, and P. Phillips, "Wavelet Families and Variants, Pathological Brain Detection," Brain Informatics and Health, Springer, Singapore, 2018.

[6] P. K. R.Yelampalli, J. Nayak, and V. H. Gaidhane, "Daubechies wavelet-based local feature descriptor for multimodal medical image registration," IET Image Processing, vol. 12 iss. 10, pp. 1692-1702, 2018.

[7] Balachandran, M. Ganesan, and E. P. Sumesh, "Daubechies algorithm for highly accurate ECG feature extraction," International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE), Coimbatore, pp. 1-5, 2014.

[8] K. Rana and S. Thakur, "Comparisons of wavelets and algorithms based on wavelets and comparing the results with JPEG, International Conference on Energy," Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS), Chennai, pp. 3871-3876, 2017.

[9] F.Y. Xian-minma, "A revised edge detection algorithm based on wavelet transform for coal gangue image" Proceedings of the Sixth IEEE International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Hong Kong, pp. 1639-1642, 19-22 August 2007.

[10] F.Y. Xian-minma, "A revised edge detection algorithm based on wavelet transform for coal gangue image" Proceedings of the Sixth IEEE International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Hong Kong, 1 pp. 1639-1642, 9-22 August 2007.

[11] K. S. Rani, D.N. Rao, "A Comparative Study of Various Noise Removal Techniques Using Filters," Research and Reviews: Journal of Engineering and Technology, vol. 7, no. 2, pp. 47-52, 2018.

[12] The Berkeley Segmentation Dataset and Benchmark, https://www2.eecs.berkeley.edu/Research/Projects/CS/vision/bsds/, Accessed: 08.09.2020.

[13] S. Ilic, M. Petrovic, B. Jaksic, P. Spalevic, Lj. Lazic, and M. Milosevic, "Experimental analysis of picture quality after compression by different methods," Przegląd Elektrotechniczny, vol 89(11/2013), pp. 190-194, 2013.

[14] V. Maksimovic, B. Jaksic, M. Petrovic, P. Spalevc, and M. Milosevic, "Analysis of Edge Detection on Compressed Images with Different Complexities," Acta Polytechnica Hungarica, vol. 17, no. 4, pp. 123-143, 2020.

[15] P. Arbelaez, M. Maire, C. Fowlkes, and J. Malik, "Contour Detection and Hierarchical Image Segmentation," IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 33, no. 5, pp. 898-916, May 2011.

[16] P. A. Khaire, and N. V. Thakur, "A Fuzzy Set Approach for Edge Detection," International Journal of Image Processing (IJIP), vol. 6, no. 6, pp. 403-412, 2012.

[17] V. Maksimovic, B. Jaksic, M. Petrovic, P. Spalevic, S. Panic, "New Approach to Edge Detection on Different Level of Wavelet Decomposition, Computing and Informatics," vol. 39, no. 5, pp. 1067–1090, 2019.

МОБИЛЕН РОБОТ ЗА ОТКРИВАНЕ НА ПОЖАР

С. Станков[1], С. Иванов[1]
[1]*Технически Университет - Габрово*

MOBILE ROBOT FOR FIRE DETECTION

S. Stankov[1], S. Ivanov[1]
[1]*Technical University of Gabrovo*

Abstract

Fires can occur under different circumstances and some fire systems may be inefficient to detect them. In the following paper is presented a robot that uses AI (Artificial Intelligence) for detecting fires. The mobile robot is based on Jetson Nano board of NVIDIA and can detect the fires using neural networks that process the images from its camera. The robot can be used as a base for algorithms evaluation for building of autonomous fire extinguisher.

Keywords: DNN, Artificial Intelligence, Fire Detection

ВЪВЕДЕНИЕ

Ранното откриване и локализиране на възникнали пожари е от голямо значение на съвременното общество. За целта са създадени множество сензори и системи, които имат своите предимства и недостатъци. За жалост голяма част от детекторите им липсва интелигентност за разграничаване на пожар от обекти, генериращи висока температура. В настоящия доклад е представен робот, разработван с идеята да се използва за откриване на пожари. При него се използват достиженията в съвременното развитие в областта на изкуствения интелект. Разработеният робот използва елементна база, използвана и при други експериментални роботизирани платформи с изкуствен интелект, като същевременно и се отличава от тях по своята конструкция и възможност за надграждане с допълнителни функции.

СЪЩЕСТВУВАЩИ РОБОТИЗИРАНИ ПЛАТФОРМИ С ИЗКУСТВЕН ИНТЕЛЕКТ

Развитието и напредъкът в областта на т.нар. „дълбоки невронни мрежи“ (DNN – Deep Neural Networks) и широкото им приложение в системите за машинно зрение предопределя и възможността DNN мрежите да се използват в мобилната роботика. Като управляващи системи в мобилните роботи, използващи изкуствен интелект, намират приложение специализирани графични ускорители или 32 битови високопроизводителни микропроцесорни платформи.

Към настоящия момент са създадени множество мобилни роботи на базата на Jetson Nano AI на NVIDIA. Платформата Jetbot [1] поддържа множество сензори и в нея могат да се разполагат, обучават и използват различни модели на невронни мрежи за паралелно разпознаване на обекти. На фиг. 1 е представен робота Jetbot на SparkFun.

Фиг. 1. *Jetbot платформа на SparkFun*

Разработената версия на Jetbot предоставя възможностите на машинно обучение от NVIDIA с огромна система от периферни модули. Jetbot използва JetsonNano модула, който поддържа библиотеки за изкуствен интелект като TensorFlow, Caffe, MXNet, като може да работи с множество невронни мрежи паралелно за обработка на данни и извършване на конкретни действия.

На фиг. 2 е представен робот Leo Rover, реализиран на базата на RaspberryPi и микроконтролер STM32F4. Той предоставя уеб интерфейс за управление и 5 MP камера за визуализация при откриване на обекти и препятствия [2].

Фиг. 2. *LeoRover платформа*

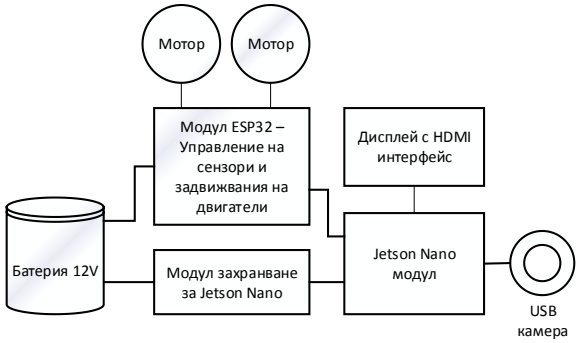
Изчислителните възможности на RapberryPi платката, използвана при робота дава възможност да се реализират алгоритми с използване на изкуствен интелект.

Отчитайки тенденциите при създаването на подобни системи е направен и изборът на компоненти за нуждите на разработеният мобилен робот.

ХАРДУЕР НА РАЗРАБОТЕНАТА СИСТЕМА

За реализиране на алгоритми с използване на изкуствен интелект, като основна управляваща система на робота е избрана платформата JetsonNano. Към JetsonNano се свързват HDMI дисплей, USB камера както и разработена за целта управляваща платка, контролираща движенията на робота. Тази управляваща платка използва WiFi модул ESP32 и притежава и набор от периферни сензори, свързани към него, които могат да предават информация към JetsonNano платформата по сериен интерфейс. Захранването на цялата система се осигурява от 12V батерия, като допълнително има и регулатор на 5V напрежение, нужно за захранване на JetsonNano, HDMI дисплея и USB камерата.

На фиг. 3 е представена блоковата схема на реализираното управление на робота.



Фиг. 3. *Блокова схема на роботизираната платформа*

Използваните в конструкцията мотори позволяват мобилният робот да има сравнително висока скорост за такива системи на равна повърхност. Самата конструкция е създадена с помощта на 3D принтиране и се отличава с ниска маса и възможност за добавяне на допълнителни модули и разширения. На фиг. 4 е представен завършеният вид на робота.

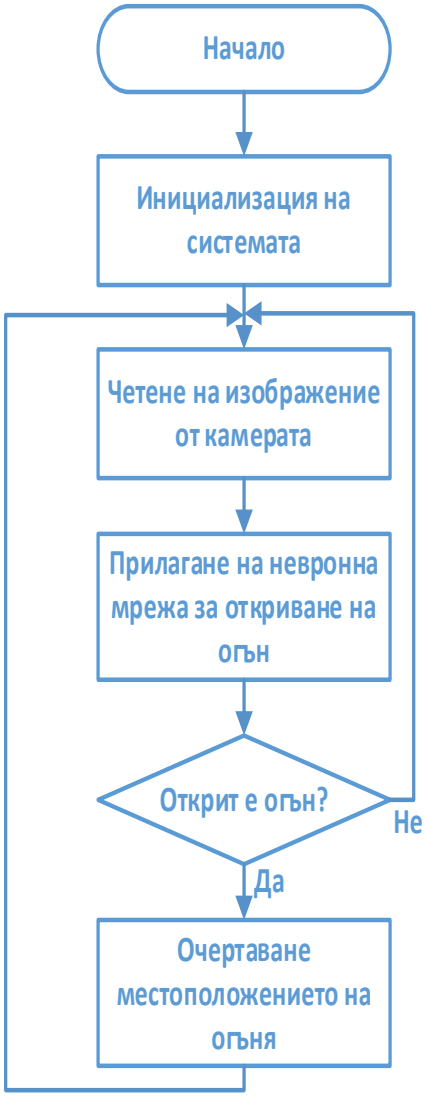
Фиг. 4. *Роботизирана платформа с Jetson Nano модул*

УПРАВЛЕНИЕ НА МОБИЛНИЯ РОБОТ

Цялостното управление на робота се извършва от JetsonNano модула, който изпраща команди за движение в дадена посока към ESP32 модула. В резултат на това се

включват двигателите, за да извършат преместване в зададената посока. Към ESP32 модула е свързан ултразвуков сензор, който сигнализира при доближаване на препятствие и се прекратява движението в указаната посока. Освен ултразвуков сензор към робота са включени температурен сензор и два сензора за осветеност. Допълнително е предвидена възможност за разширения, като има входно-изходна рейка, към която могат да се свързват крайни изключватели, инфрачервени и други сензори.

Комуникацията между JetsonNano и модула с ESP32 се осъществява посредством USB, като се изгражда виртуален сериен порт. Обменът на данни се извършва, съгласно специално разработен за целта протокол, като JetsonNano се явява главното устройство и то инициира комуникационния обмен.



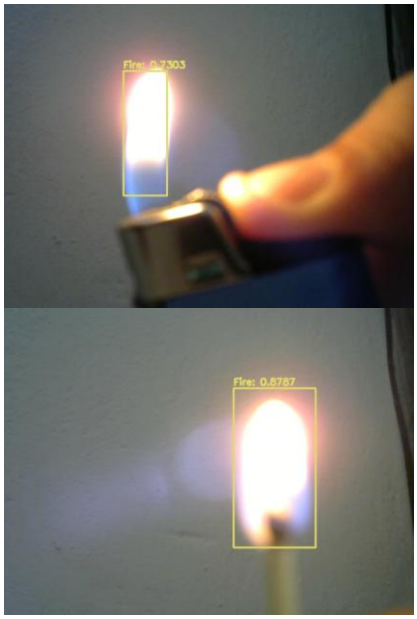
Фиг. 5. *Алгоритъм на работа*

АЛГОРИТЪМ ЗА ОТКРИВАНЕ НА ОГЪН

В JetsonNano за нуждите на настоящата разработка е вградена невронна мрежа с YoLo [3] архитектура, която допълнително е обучена с набор изображения на огън. По този начин, тя има възможност да открива пожар с висока степен на достоверност – над 70% при направените тестове.

За тестване на точността от работата на невронната мрежа за откриване на огън е реализиран алгоритъм, при който първоначално се зарежда изображение, получено от USB камерата, което се подава на невронната мрежа и тя връща местоположението на огъня, ако е открито такова, както и процента на сигурност дали това наистина е огън. Алгоритъмът на работа за откриване на огън е показан на фиг. 5.

Описаният алгоритъм е интегриран в цялостното управление на роботизираната платформа. При своето изпълнение, той успява да локализира огън от различни източници. Резултати от работата на имплементираната в JetsonNano невронна мрежа са показани на фиг. 6.



Фиг. 6. *Резултати при откриване на огън*

За точното локализиране на пожар са добавени в софтуера и възможности за цифрова обработка на получените от камерата изображения. При тази обработка програмата се стреми огънят да бъде позициониран в центъра на изображението, като това се постига като се управляват двигателите

и роботът се движи напред към източника на огън. Ако пожарът се намира в левия или десният край на изображението, то ESP32 модулът получава команди да завие наляво или надясно, така че огънят винаги да бъде в средата на изображението.

Целта на реализираното по този начин управление е да може роботът да се използва като база за тестване на алгоритмите на работа на една бъдеща роботизирана система за гасене на пожар, която след като открие източника на огън да отиде в близост до него и да го угаси, посредством включен в нейната структура пожарогасител.

Снимки на робота в действие с добавената функционалност за автоматично приближаване на източника на огън са показани на фиг. 7.

Фиг. 7. *Изглед през камерата на робота*

В допълнение може да се добави, че използвайки функциите на библиотеката OpenCV, роботът може да разграничава реален източник на огън от огън, който е изобразен статично върху снимка или друга повърхност.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработеният робот може да се използва като база при създаването на роботизирани пожарогасителни системи, които автономно да откриват и потушават възникнали пожари в жилищни и офис сгради, както и в складове и производствени помещения. Алгоритмите, разработени за управление на робота, както и проведените тестове по откриване на огън напълно потвърждават възможността да бъдат създадени автономни роботизирани пожарогасителни системи, в които да намерят приложение съвременните достижения в областта на изкуствените невронни мрежи и разпознаването на обекти в изображения.

REFERENCE

[1] NVIDIA, SparkFun JetBot AI Robot Kit (2020) https://www.nvidia.com/en-us/autonomous-machines/embedded-systems/jetbot-ai-robot-kit/

[2] Kell ideas sp. z o. o., Leorover (2020) https://www.leorover.tech/?gclid=Cj0KCQjw09HzBRDrARIsAG60GP-tuSMccvEm72dooMN6BEUBULxI1GhPO8q3Po0FqNceZ1V4F9tQGtgaAiJ-EALw_wcB

[3] Redmon, J., and A. Farhadi. YOLOv3: An Incremental Improvement, (2018) https://pjreddie.com/darknet/yolo/

APPLICATION OF IMAGE PROCESSING IN FOG COMPUTING

Dušan Marković[1], Dejan Vujičić[2], Borislav Đorđević[3], Siniša Ranđić[2]
[1] *Faculty of Agronomy Čačak, University of Kragujevac, Serbia*
[2] *Faculty of Technical Sciences Čačak, University of Kragujevac, Serbia*
[3] *Institute Mihailo Pupin d.o.o., Belgrade, Serbia*

Abstract
The Internet of Things devices incorporate sensors for sensing and sending data, and Cloud infrastructure, for data analysis. Instead of using Cloud infrastructure, Fog computing could be also used as it brings the data analysis closer to the sensing area. In this paper, a model of the system based on Raspberry Pi is serving as a central node that is acquiring images from local sensor devices. Testing examples using images of lemon are transferred to Fog node where image segmentation was used to determine whether the lemon is damaged, by analyzing predefined range color. Fog node was loaded with various numbers of images and execution time for observed image processing from the selected sensor node estimated. The resulting delay when processing the image in this way could be used as an indicator for selecting the Fog node for particular data processing.

Keywords: Fog computing, Image processing, Internet of Things, Raspberry Pi.

INTRODUCTION

Information about living or working environment can make a significant contribution to everyday human activities, so their execution would be more efficient and conducted using a more effective way. Usually, information about conditions and status in the surrounding area could be obtained from data captured by appropriate sensors. Devices equipped with sensors could be interconnected and transfer data to the point where users could access them, save and analyze.

Wireless connection of sensor devices has led to the great application of wireless sensor networks in data collection. In the meanwhile, a new paradigm emerged and that was the Internet of Things (IoT). A concept that enables devices with adequate communication support to connect to the Internet and to exchange data between them without human intervention. IoT devices could transmit data across the Internet to the remote servers or in the spirit of new technologies to the Cloud platforms. Received data on Cloud platform could be processed to infer new information or knowledge or could be stored for later analysis.

The more sensor devices are connected to the network the more data are transferred to the cloud platforms which causes large amounts of data to be accepted and processed. The reduction of accepted data could be accomplished by the distribution of processing from Cloud to devices that are closer to the sensor's places. This relocation of data processing from Cloud to the devices in the lower level is known as Fog computing.

Data can be gathering from sensor devices in the area to the central computer-based devices that represent the Fog computing concept. Data would be analyzed on this level and there is no need for sending them to the Cloud, but the only result of the processing could be sent for further activities. Also, the results of processing are obtained close to the monitoring place and could be presented to users without much delay.

One of the very useful applications of sensor data processing is image analysis, where the current state could be determined by analysis of images from the selected locality. Image analysis in the concept of IoT could be found in articles such as an integrated fire detection system [1], intelligent parking system [2], or smart traffic density control [3]. Also, there are interesting applications of image processing in agricultural products such as classifiers of tomatoes [4], smart apple sunburn sensing

system [5], or plant health monitoring system [6].

This paper aims to present a model of the Fog computing system which has the role of processing data collected from sensor devices and send results to the Cloud and nearby users. The presented example represents the capability of the central node device to process a set of images that could be obtained from camera-equipped devices and be used under the Fog concept. The model was tested by transferring images to the central Fog device to show processing characteristics by image analysis under loads from another node.

MATERIALS AND METHODS

The model of the Fog device is based on a Raspberry Pi 3 module which has a wireless connection with sensor devices in the surrounding area. These devices represent nodes with appropriate sensors and camera capturing state that was in interest by users. In this case, the image is transferred from sensor devices to the Fog node where it can be transmitted further to the Cloud or processed in the site.

Raspberry Pi (RPi) represents a computer that is characterized by small dimensions, relatively high processing power, low price, and all that on one board which was emerged on market in 2012. Also, the RPi module has a variety of interfaces which gave wide possibility in interaction with other devices. Adding necessary input and output peripheral units makes RPi a personal computer for users, or with connection to the Internet remote access could be established, which makes the RPi a standalone node device. RPi uses an SD card as a memory disk and operating system known as Raspberry PI OS or Raspbian as one of the customized Linux operating systems [7].

Raspberry Pi 3 represents the third generation of Raspberry Pi computers realized fully on one chip. It consists of a 64-bit quad-core microprocessor, 1 GB RAM, wireless communication by Wi-Fi and Bluetooth 4.1, HDMI interface, four USB ports, 40 general-purpose input/output pins, camera interface, and composite audio/video input [8].

Sensor nodes in a Fog node environment could be based on microcontrollers that have been connected with the camera module and send an image to the Raspberry Pi. Microcontrollers do not need to have enough processing power for image analysis; its main function would be to take a picture with a camera and send the captured image to the central Fog node. The model of the overall system is presented in Fig. 1 where data could be transferred between sensor nodes and Fog node. Also, Fog node could transmit data to the Cloud over the Internet and receive data and processing configuration from Cloud. It has a central role, it can take over data processing from the Cloud, run image analysis and the result of processing obtain to users.

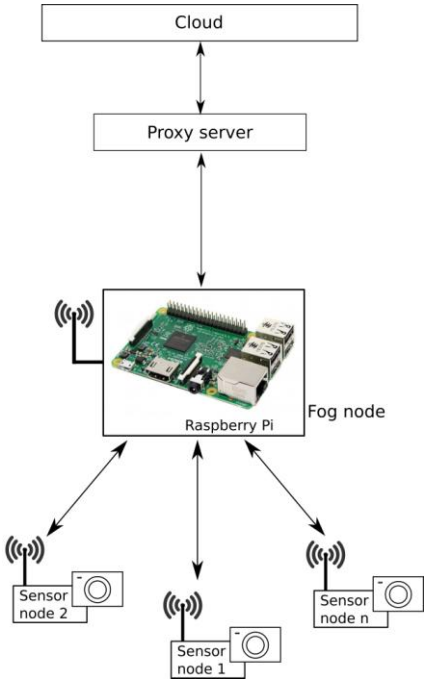


Fig. 1. *Model of the system with Fog node between sensor nodes and Cloud*

For testing purposes of the Fog node with image processing, the dataset from the Kaggle website was used. The dataset contains images of lemons prepared for the conducted process of fruit quality control by analyzing images [9]. A python script was implemented on Raspberry Pi to analyze images of lemon and determine pixels that belong to a range of colors marked as a bad part of the fruit. Firstly, the arrival image color model was changed from BGR to HSV. The reason for this conversion is unequivocally determination of color range in the HSV color model. The next step was the segmentation of HSV image by color range, using also Python library for image processing. In this process parts of the lemon image are distinguished by a

predefined range of colors. These ranges mark and count pixels on the image that belong to the bad section and have the meaning of rotten or damaged part of the fruit.

An example of the testing purpose of data processing on Fog node could be presented in Fig. 2 where one node was observed and its data exchanged. Example aimed to show the amount of execution time for transmitted images towards Raspberry Pi, where time for processing and replaying results under various data loads on the Fog node is also considered.

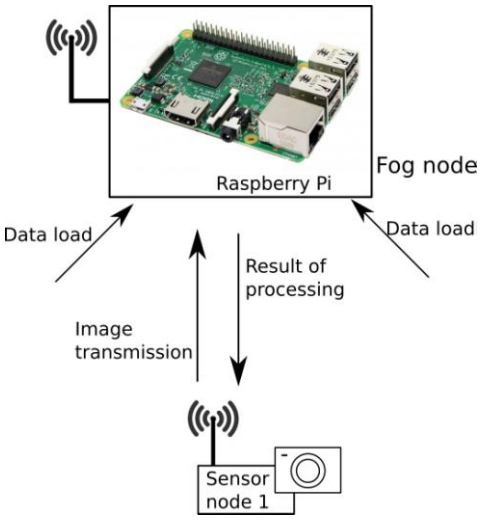


Fig. 2. *Data transfer between the sensor node and Fog node*

Data exchange is performed by the MQTT protocol intended for IoT devices and a comparison between HTTP and MQTT could be viewed in [10]. Data load was emulated by sending a predefined number of images per second. Under this condition observed node 1 calculates the difference between the time of sending the image and the time when the result of processing arrived from the Fog node.

RESULTS AND DISCUSSION

The central node, in addition to its basic role, was used as a Fog node on which image processing was performed. One of the results of image processing is shown in Fig. 3. The first image represents lemon with a rotten part that can be seen as a gray and dark green segment. On the second image, every pixel that belongs to the rotten segment was count and replaced by a black pixel, while good yellow parts were replaced by white pixel. Using image segmentation in Python script, damaged or rotten lemon could be detected and their size calculated in pixel apart from black pixels in the background. Depending on the calculated number, the degree of lemon damage can also be determined.

This image processing was applied as a testing example to estimate usage of the central node or gateway based on Raspberry Pi for the role of the Fog node.

Fig. 3. *Image of the damaged lemon (a) and image after segmentation (b)*

The focus of the test was on calculating the period between the time of sending an image from node 1 for analysis to the Fog node and the time when the result of segmentation was returned. The resolution of images used for testing was 640 x 480 pixels, and the same size of images is used for acquiring on Fog node.

The frequency of sending images from another node, which represent data load to the Fog node, was shown in Table 1, and also image processing delays. In the first row of the table, there are defined time intervals between sending data from the *n*-th sensor node. Value in the first cell means that one second has passed after the previous code execution that performed image transfer. The second cell represents a 0.5 second pass period between transfers and approximately it means that two images are processed per second on the Fog node. The second row in the table possesses values of time delays in seconds only for images transfers from sensor node 1. The third row shows values of time delay that contain periods of transfer image, image analysis, and receiving results.

Table 1. *Intervals of image sending and delays during processing*

Sending period (s)	1	0.5	0.1	0.05	0.02	0.01
Transfer image delay (s)	0.118	0.130	0.139	0.161	0.267	0.394
Image processing delay (s)	0.197	0.225	0.235	0.26	0.472	0.581

Values form table are also presented in Fig. 4 where the time of execution from node 1 to Fog node could be compared for various data loads from other nodes in the Wi-Fi network.

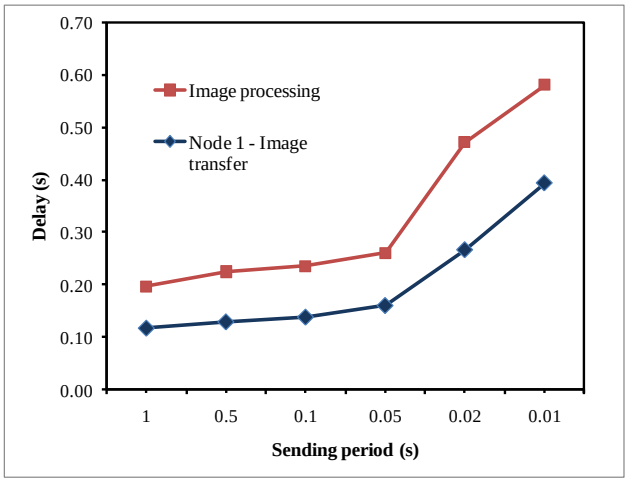


Fig. 4. *Node 1 image processing time on Fog node*

During the execution of the example when the rate of sending images to the Fog node has a higher value, which corresponds to the last two points on the chart, Raspberry Pi is restarted after some time. However, observing values for 0.1s or 0.05s intervals, processing delay from the sensor node side is 0.26 seconds. This can be a favorable value for the delay in the case of image processing on the Fog node. Timings of image transfer are also shown on the chart which could be considered in other processing cases that require more processing power and time on the side of the Fog node. In this case, the central Fog node which has some predefined purpose could also be used for moving some of the data processing from the Cloud.

CONCLUSION

In this paper model of the Fog computing system was presented with the reallocation of data processing from the Cloud to a central node near sensor devices. Testing example with image processing on Fog node applied on received images from surrounding sensor devices was presented without forwarding images to Cloud. Fog node could be used for image processing with a load that makes a sequence of images sending at every 0.1 to 0.05 seconds. Further research will be in performing test examples on the Fog node, involving acquired sensor data, which requires more complex processing.

ACKNOWLEDGEMENT

The work presented in this paper was supported by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia, and these results are parts of the Grant with University of Kragujevac - Faculty of Agronomy Čačak and University of Kragujevac - Faculty of Technical Sciences Čačak, Grant No. 451-03-68/2020-14/200132.

REFERENCE

[1] Sharma A., Singh P. K., Kumar Y. An integrated fire detection system using IoT and image processing technique for smart cities. Sustainable Cities and Society 2020; 61: 102332.

[2] Rane S., Dubey A., Parida T. Design of IoT based intelligent parking system using image processing algorithms. 2017 International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC), Erode, 2017, p. 1049-1053.

[3] Frank A., Khamis Al Aamri Y. S., Zayegh A. IoT based Smart Traffic density Control using Image Processing. 2019 4th MEC International Conference on Big Data and Smart City (ICBDSC), Muscat, Oman, 2019, p. 1-4.

[4] Clement, J., Novas, N., Gazquez, J.A., Manzano-Agugliaro, F. High speed intelligent classifier of tomatoes by colour, size and weight. Spanish Journal of Agricultural Research 2012; 10(2): 314-325.

[5] Shi G., Ranjan R., Khot L. R. Robust image processing algorithm for computational resource limited smart apple sunburn sensing system. Information Processing in Agriculture 2020; 7(2): 212-222.

[6] Pavel M. I., Kamruzzaman S. M., Hasan S. S., Sabuj S. R. An IoT Based Plant Health Monitoring System Implementing Image Processing. 2019 IEEE 4th International Conference on Computer and

Communication Systems (ICCCS), Singapore, 2019, p. 299-303.
[7] Vujović V., Maksimović M. Raspberry Pi as a Wireless Sensor node: Performances and constraints. 2014 37th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO), Opatija, 2014, p. 1013-1018.
[8] Pagnutti A. M., Ryan E. R., Cazenavette V J. G., Gold J. M., Harlan R., Leggett E., Pagnutti F. J. Laying the foundation to use Raspberry Pi 3 V2 camera module imagery for scientific and engineering purposes. Journal of Electronic Imaging 2017; 26(1): 013014.
[9] Lemons quality control dataset. Available: https://www.kaggle.com/maciejadamiak/lemons-quality-control-dataset, 2020 (Accessed on: September 23, 2020).
[10] Yokotani T., Sasaki Y. Comparison with HTTP and MQTT on required network resources for IoT. 2016 International Conference on Control, Electronics, Renewable Energy and Communications (ICCEREC), Bandung, 2016, p. 1-6.

СЕНЗОРНИ ЕЛЕМЕНТИ ЗА ВЛАЖНОСТ НА БАЗАТА НА ПОВЪРХНОСТНИ СЛОЕВЕ SiO_2, ЛЕГИРАН С V

Звездица Ненова[1], Недю Недев[1], Стефан Кожухаров[2], Тошко Ненов[1]
[1]Технически университет - Габрово
[2]Химикотехнологичен и металургичен университет - София

HUMIDITY SENSING ELEMENTS BASED ON V-DOPED SIO_2 SURFACE LAYERS

Zvezditza Nenova[1], Nedyu Nedev[1], Stephan Kozhukharov[2], Toshko Nenov[1]
[1] Technical University of Gabrovo
[2] University of Chemical Technology and Metallurgy - Sofia

Abstract

Humidity sensing elements based on V-doped SiO_2 surface layers prepared via a sol-gel method have been developed. Tetraethyl orthosilicate has been used as a SiO_2 precursor and V (III) 2,4 pentanedionate as a dopant source. The samples were sintered at 400°C and 800°C. The electrical properties and the influence of the frequency on them within the range of 20 Hz to 5 MHz have been studied. For the sensor elements sintered at 400°C the Nyquist plot at 91% RH and at temperature of 25°C and their equivalent electric circuit diagram have been obtained. The experimental results show that proposed samples on V-doped SiO_2 surface layers have good humidity sensing at frequencies up to 200 Hz.

Keywords: humidity sensing elements, sol-gel method, silica, vanadium based dopant

ВЪВЕДЕНИЕ

Измерването на влажността във въздушна среда се прилага често в промишлеността, селското стопанство, метеорологията, при съхранението на продукти, на произведения на изкуството и др. Това се извършва с използването на подходящи сензори за влажност, чиито параметри непрекъснато се подобряват на основата на нови технологии и материали. В това направление е разработването на тънкослойни чувствителни елементи за влажност на базата на оксидни материали чрез зол-гел метод [1, 2]. Този метод позволява синтеза на наноструктурирани повърхностни слоеве. Предлагат се различни оксиди за приготвяне на такъв тип сензорни елементи, като TiO_2, ZnO, Al_2O_3, SnO_2, Fe_2O_3, SiO_2 и др. [3-10].

Настоящата работа предлага сензорни елементи за влажността на базата на повърхностни слоеве SiO_2, легиран с V и изготвени по зол-гел метод. Изследвани са характеристиките и параметрите на чувствителните елементи, получени при температури на синтероване 400°C и 800°C. Получена е Найкуист-диаграмата на елементите, синтеровани при 400°C и еквивалентната им електрическа схема.

ИЗГОТВЯНЕ НА СЕНЗОРНИТЕ ЕЛЕМЕНТИ

Първоначално 90 ml tetraethyl orthosilicate (TEOS) - Alfa Aesar (Германия), се прибавя към 60 ml n-Buthanol (n-BuOH), предварително загрят до 70°C в покрит съд, като се накапва в продължение на 30 минути и се разбърква чрез магнитна бъркалка. След това към получения разтвор се прибавят 1.0050g V(III) 2,4 pentanedionate (97%) - Alfa Aesar (Германия) и 2 ml концентрирана HNO_3 и се оставя при 70°C в продължение на 1 час, като се разбърква и след това

се охлажда при стайна температура за 20 минути. Получената по този начин зол-гел система се оставя за един ден при 5°C в покрит съд, за да се избегне каквото и да е изпаряване на съставките й по време на процеса на полимеризация.

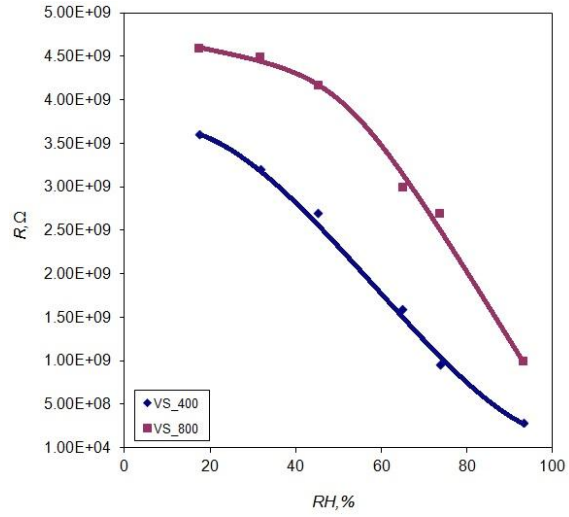
Повърхностният слой се нанася посредством dip-coating метод [1] чрез трикратно потапяне на подложки от Al_2O_3 с предварително нанесени сребърно-паладиеви електроди. Процедурата се извършва чрез последващо потапяне на подложките в разтвора в продължение на 30 минути при 70°C и изсушаване при същата температура. Накрая образците са синтеровани в продължение на 30 минути при 400°C и при 800°C, съответно. Образците са означни с VS_400 и VS_800.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

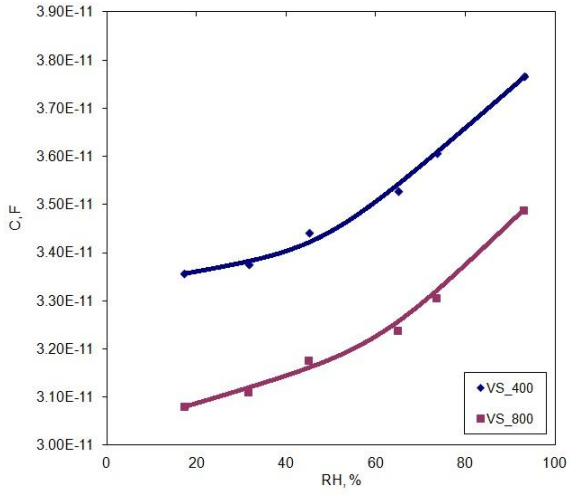
Измерването на импеданса на получените сензорни елементи е извършено с помощта на Precision Impedance Analyzer 6505P на Wayne Kerr Electronics Ltd. при честота 20 Hz и амплитуда 500 mV на възбудителния сигнал. Влиянието на честотата е изследвано в диапазона от 20 Hz до 5 MHz. Образците са поставяни в камерата на калибратор за влажност VAPORTRON H-100BL на BUCK RESEARCH INSTRUMENTS L.L.C., който осигурява задаване на контролирана влажност в диапазон от 15 до 95% с максимално отклонение до 1.5% относителната влажност.

На фиг.1 са представени характеристиките *R=f(RH)* и *C=f(RH)* на елементите VS_400 и VS_800 при температура 25°C, където *R* е активното им съпротивление, *C* - капацитетът и *RH* - относителната влажност.

Образец VS_400 е по-нискоомен и с почти линейна функция на преобразуване *R=f(RH)* в по-широк диапазон, в сравнение с образец VS_800. Образец VS_400 има чувствителност от около 43.7MΩ/% *RH* в измервателния диапазон от 17 до 91% *RH*, а образец VS_800 - чувствителност до 66.7MΩ/% *RH* в диапазона от 50 до 91% *RH*.



а)



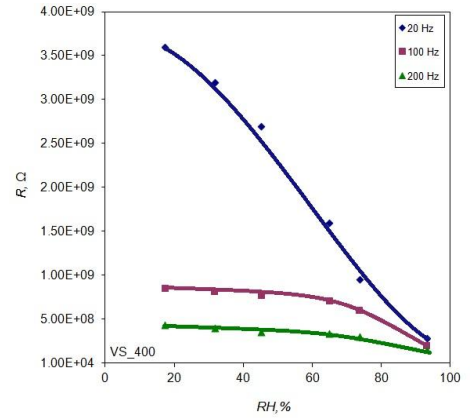
б)

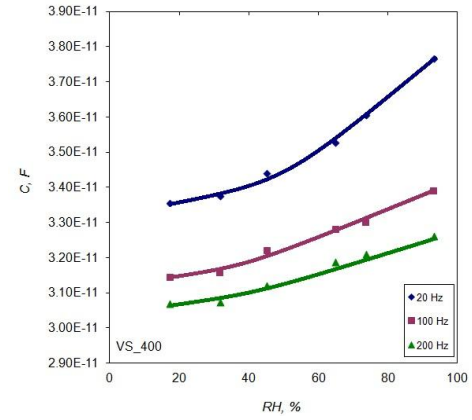
Фиг. 1. *Характеристики: а) R=f(RH) и б) C=f(RH) на образци VS_400 и VS_800 при честота 20 Hz и температура 25°C*

По отношение на параметъра *C* - и двата чувствителни елемента имат по-малко относително изменение в измервателния диапазон от 17 до 91% *RH*.

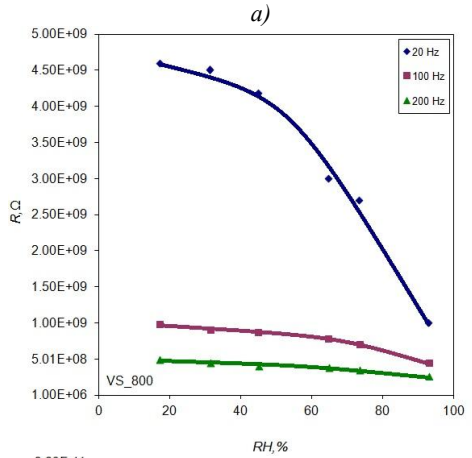
Влиянието на честотата в диапазона от 20 Hz до 200 Hz върху характеристиките на изследваните образци е представено на фиг.2.

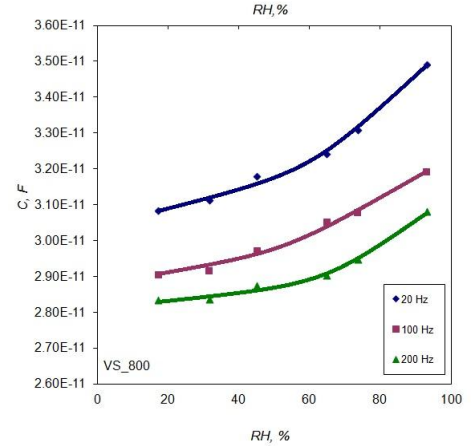
С увеличаване на честотата намалява чувствителността на елементите, но едновременно с това намалява тяхното съпротивление *R*, което е благоприятно за включването им в измервателни схеми.





а)



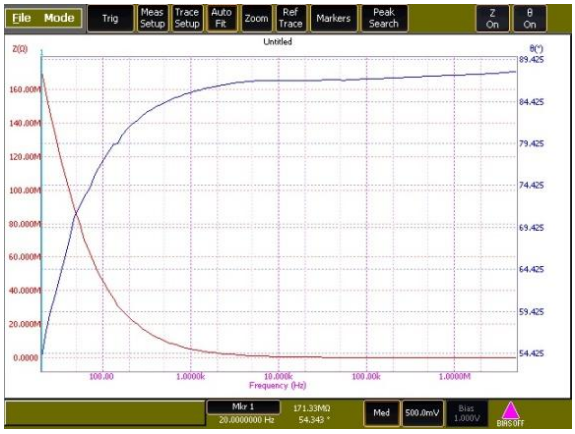


б)

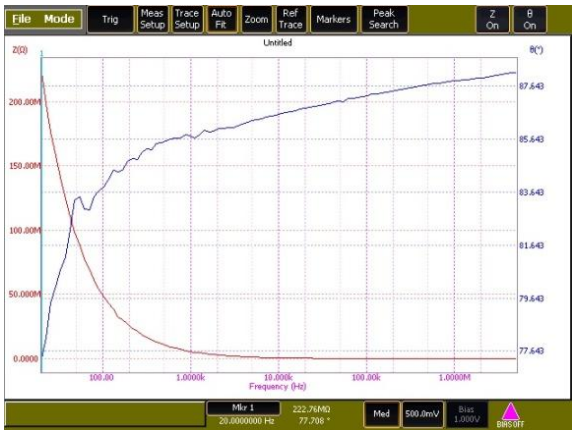
Фиг. 2. *Влияние на честотата върху характеристиките R=f(RH) и C=f(RH) на образци: а) VS_400 и б) VS_800 при температура 25°C*

За честоти над 200 Hz изменението на активното съпротивление е незначително. Поради това за практически приложения работната честота трябва да е под 200 Hz, за да се запази добра чувствителност на елементите.

Характеристиките $z(f)$ и $\theta(f)$, съответно на импеданса z и фазовия ъгъл θ от честотата f, за образци VS_400 при RH = 91% и температура 25°C са представени на фиг. 3.



а)

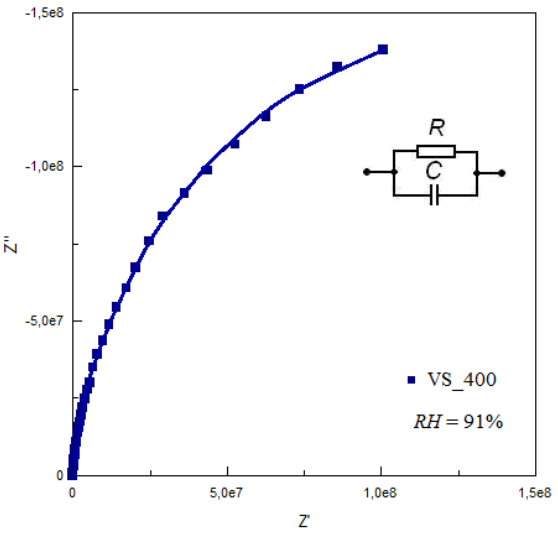


б)

Фиг. 3. *Характеристики: а) z(f) и б) θ(f) за образци VS_400 при RH = 91% и температура 25°C*

Увеличаването на честотата води до намаляване на импеданса z и увеличаване на фазовия θ ъгъл на сензорните елементи VS_400.

Въз основа на зависимостите $z(f)$ и $\theta(f)$ с помощта на програмния пакет ZView е получена Найкуист-диаграмата за образец VS_400 при относителна влажност 91% и температура 25°C, показана на фиг. 4.



Фиг.4. *Найкуист-диаграма за образец VS_400 при RH = 91% и температура 25°C*

На нейна база е синтезирана еквивалентната електрическа схема за сензорния елемент VS_400. Това е резистор и кондензатор, свързани паралелно, като при *RH*=91% стойностите на елементите са съответно *R*=3.24 MΩ и *C*=24.55 nF.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложени са сензорни елементи за влажност, изготвени на базата на повърхностни слоеве SiO_2, легиран с V, използвайки зол-гел метод и синтеровани при 400°C до 800°C. Изследвани са характеристиките *R=f(RH)* и *C=f(RH*) на получените образци, като по-информативен е параметърът *R* при промяна на относителната влажност, в сравнение с параметъра *C*. Характеристиката на елемента VS_400 е почти линейна в широк диапазон. Изследването на влиянието на честотата върху характеристиките на елементите показва намаляване на активното съпротивление и чувствителността им, като се препоръчва работна честота до 200 Hz. На основата на Найкуист-диаграмата за сензорния елемент VS_400 е получена еквивалентна електрическа схема на образците, представляваща паралелно свързани резистор и кондензатор.

REFERENCE

[1] Brinker C.J., Scherer. G.W. Sol-Gel Science: The Physical and Chemistry of Sol-Gel Processing. Academic Press. San Diego-New York-Boston, 1990.

[2] Farahani H., Wagiran R., Hamidon M. N. Humidity Sensors Principle, Mechanism, and Fabrication Technologies: A Comprehensive Review. Sensors 2014, 14, pp. 7881-7939.

[3] Traversa E. Ceramic sensors for humidity detection: the state-of-the-art and future developments. Sensors and Actuators B 23, 1995, pp. 135–156.

[4] Nenov, T., Yordanov S. Ceramic Sensors: Technology and Applications. CRC Press, Boca Raton, 1996.

[5] Blanka T.A., Eksperiandova L.P., Belikov K.N. Recent trends of ceramic humidity sensors development: A review. Sensors and Actuators B 228, 2016, pp. 416–442.

[6] Velumani M., Meher S.R., Alex Z.C. Composite metal oxide thin film based impedometric humidity sensors. Sensors and Actuators B 301, 2019, 127084.

[7] Zhong Li, Azhar Ali Haidry, Bin Gao, Tao Wang, Zheng Jun Ya. The effect of Co-doping on the humidity sensing properties of ordered mesoporous TiO_2. Applied Surface Science, 412, 2017, pp. 638-647.

[8] Pedro M. F., Emanuel L. J., Cristina S. L. TiO_2:WO_3 composite humidity sensors doped with ZnO and CuO investigated by impedance spectroscopy. Sensors and Actuators B 203, 2014, pp. 340–348.

[9] Tua J., Li N., Geng W., Wang R., Lai X., Cao Y., Zhang T., Li X., Qiu S. Study on a type of mesoporous silica humidity sensing material. Sensors and Actuators B 166-167, 2012, pp. 758–764.

[10] Nenova, Z., Nedev N., Kozhukharov S., Nenov T. Humidity Sensors Based on Doped Titania-Silica Surface Layers. 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), June 3-6, 2018, Bourgas, 2018, pp. 1-4.

ОТНОСТНО ИЗПОЗЛВАНЕТО НА СУПЕРКЛЪСТЕРИ В АВТОМАТИЗАЦИЯТА

Георги Михалев[1], Александър Любенов[2]
[1]*Технически университет - Габрово*
[2]*Технически университет - Габрово*

ON THE USE OF SUPERCLUSTERS IN AUTOMATION

Georgi Mihalev[1], Aleksandar Lubenov[2]
[1] *Technical university of Gabrovo*
[2] *Technical university of Gabrovo*

Abstract

The paper draws attention to the growing need of high performance computing devices. The use of more powerful computer systems is growing rapidly due to the appearance of new multidisciplinary scientific fields such as big data, computer simulations, artificial intelligence and others. An overview of the trends in the construction of superclusters is made. The main aspects of their software have been studied. Data on performance and consumed electricity are summarized according to the size of the computer cluster. In view of modern trends in automation, guidelines are given for the place of superclusters in the control of technological objects and processes.

Keywords: Superclusters; single board computers; automation.

ВЪВЕДЕНИЕ

До сега компютърните клъстери бяха прекалено скъпа и недостъпна технология за обикновения потребител. След популяризирането на единно бордовите компютри (SBC) се появяват и първите суперклъстери. Компютърният клъстер представлява съвкупност от взаимодействащи едноплаткови компютри. Разбира се реалната основа на паралелните изчисления е дадена много по-рано с развитието на полупроводниковата технология.

В основата на много проблеми може да се открие необходимостта от вграден паралелизъм, който и поставя въпроса за компютърното обезпечаване за решаването на тези проблеми. Именно на това се дължи факта, че паралелните компютри имат значително място в науката и техниката [1].

Обикновено при използването на хардуерна система с възможност за паралелни изчисления се смята, че разработването на софтуера отнема много време и коства интензивни усилия. Това може да се отдаде основно на сложността на определянето и координирането на едновременните задачи, липса на алгоритми и стандартизирана среда и инструменти за разработка. Ако се разглежда в контекста на бързия темп на развитие на микропроцесорите и усилията в разработването на софтуер, по време на който основния хардуер е възможно вече да е остарял, то разработчика е склонен да преосмисли необходимостта от отдаване на значителни усилия за използване на паралелизъм като средство за ускоряване на приложенията [2].

От друга страна все по-вече от споменатите по-горе предпоставки започват да изчезват или вече са изчезнали. Налице са някои недвусмислени тенденции в хардуерния дизайн, които показват че използването на архитектура с един процесор няма да е в състояние да обезпечи необходимостта от реализиране на увеличение на производителността в бъдеще. Основно това е резул-

тат от липсата на неявен паралелизъм, и други тесни места, като пътят на данните и паметта. В същото време стандартизираните хардуерни интерфейси и разработваните вградени системи способстват за намаляване на времето за разработване на паралелна система базирана на микропроцесори. Освен това бе постигнат значителен напредък в стандартизацията на програмните среди, за да се осигури по-дълъг жизнен цикъл за паралелните приложения. Всичко това дава убедителни аргументи в ползата и необходимостта от паралелните изчислителни платформи и системи [3].

Целта на настоящата статия е да се проучи и обобщи информация относно възможността за изграждане на суперклъстер базиран на вградени микропроцесорни системи и използването му в автоматизацията.

ИЗЛОЖЕНИЕ

С развитието на системите за управление терминът система, често остава пренебрегван. Скрит остава и фактът, че всъщност паралелизацията на изчислителните процеси обезпечаващи дадено управление се използва в практиката от много рано. Въпреки това, системи за управление използващи набор от процесори и изпълняващи паралелни изчисления се използват в краен случай, само за изключително сложни задачи свързани с симулация, моделиране и анализиране в области като енергетика[4], комуникации [5], образование [6], медицина [7], икономика [8], електроника [9], биология [10], химия [11], физика [12] и други.

Използването на суперклъстери в областта на автоматиката не се изчерпва само по отношение на управлението на дадени процеси [13,14,15]. Може да се направи сравнителен анализ и съпоставка с други често използвани процесорни технологии като: програмируемите логически контролери (PLC), микроконтролери (MC), DSP процесори, FPGA програмируеми матрици и др. Суперклъстера не отстъпва по отношение на предимствата на описаните по-горе технологии, които са:

- Възможност за имплементация на достатъчно сложни закони за управление;
- Възможност за разширение;
- Висока надеждност;
- Реализиране на сложни алгоритми за филтрация, предварителна обработка, операции с матрици и други в реално време;
- Осигуряване на периферни модули и др. [16]

В повечето случай един суперклъстер превъзхожда споменатите хардуерни системи и то в пъти, като се има предвид производителността, надеждността, възможността за разширение, добавяне на допълнителни входове и изходи, ресурси на системата и т.н.

Използването на суперклъстери в задачи за управление не присъства явно в разработките на автори използващи паралелни изчисления. Поради тази причина могат да се начертаят само определени тенденции и необходимост от използването на суперклъстери при управлението на технологични обекти.

Основно паралелните изчисления са необходими в системи за управление на обекти, използващи сложни методи и алгоритми, които често се състоят от комбинация между интелигентни методи за управление и класически закони за регулиране. В такива системи най-често се използват изкуствени невронни мрежи [17,18], размита логика [19,20], адаптивни регулатори [21], робастни регулатори [22,23], оптимално управление [24], моделно предсказващо управление [25,26] и др.

Освен високата производителност необходима при реализирането на тези видове управляващи устройства, използването на суперклъстери в автоматизацията ще даде и големи предимства по отношение на визуализацията [27], кибер-сигурността [28,29], използване и управление на допълнителни системи [30], реализиране на централизирано управление и др.

По отношение на изграждането на суперклъстерите, основен приоритет остава най-вече цената. Нарастващата популярност обаче на единно бордовите компютри, като Raspberry Pi определено е решение на проблема, тъй като те дори се приемат за причина за създаването на суперклъстерите, базирани на вградени системи.

Развитието на Raspberry Pi е толкова бурно, че до 2018 са произведени около 18

милиона броя, а само за 2019 – 30 милиона броя [31].

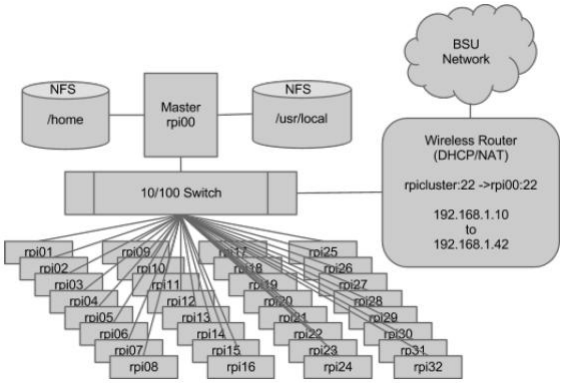
Този тип едноплаткови компютри се използват широко за редица инженерни решения в областта на автоматизацията [32,33,34,35,36]. Явяват се и предпочитано звено в изграждането на суперклъстери за различни приложения по цял свят [37,38,39,40,41,42,43], тъй като притежават конвенционална Ethernet връзка, необходима за ефективно създаване на клъстер на Beowulf.

ИЗГРАЖДАНЕ НА СУПЕРКЛЪСТЕР БАЗИРАН НА RASPBERRY PI

Най-често реализирания суперклъстер е т.н. суперклъстер на Beowulf. Този тип суперклъстери най-общо представлява набор от еднакви компютърни хардуерни системи, свързани в мрежа и изпълняващи определен софтуер за паралелна обработка, които позволява на всеки възел в клъстера да споделя данни и изчисления.

В клъстер на Beowulf приложните програми никога не виждат изчислителните възли (наричани още подчинени компютри), а взаимодействат само с "Master" възела, който е специфичен компютър, обработващ планирането и управлението на подчинените. В типичното изпълнение Master възела има два мрежови интерфейса, единият, който комуникира с частната мрежа на Beowulf за подчинените възли, а другият е за мрежата с общо предназначение. Подчинените компютри обикновено имат собствена версия на същата операционна система, както и локална памет и дисково пространство. Частната подчинена мрежа обаче може да има и голям и споделен файлов сървър, който съхранява глобални постоянни данни, достъпни за подчинените при необходимост [44].

Необходими са само пет основни компонента за изграждане на суперклъстер: компютърен хардуер, Linux ОС, MPI библиотека, Ethernet switch и рутер. Ако избраният хардуер е Raspberry Pi, то един 32 ядрен суперклъстер би имал архитектурата показана на фиг. 1[45].



***Фиг. 1**. Архитектура на суперклъстер базиран на Raspberry Pi*

Самото изграждане на суперклъстера е сложен и продължителен процес, но може да се опише с няколко основни, но задължителни стъпки, които са:

- Инсталиране на Lixux базирана ОС на хардуерните възли;
- Инсталиране на софтуер за паралелно програмиране (MPI);
- Проверка за работоспособност;
- Създава се копие на Master възела;
- Добавят се подчинените Salve възли;
- Системата се конфигурира и разширява с допълнителни възли един по един.

Суперклъстерите на Beowulf имат три основни характеристики, които са:

- Единствената цел на възлите е да обслужва Beowulf клъстера в мрежата;
- Всички възли работят с Open source софтуер;
- Beowulf суперклъстера се определя, като изчислителна техника с висока производителност [46].

Един от проблемите при проектирането на клъстера е колко плътно са свързани отделните възли. Например, една компютърна задача може да изисква честа комуникация между възлите: това означава, че клъстерът споделя специална мрежа, възлите са гъсто разположени и вероятно са хомогенни възли. Другата крайност е, когато компютърната работа използва един или няколко възела и се нуждае от малко или никаква комуникация между възлите, прилагайки принципа на елетронно-изчилителната мрежа.

По отношение на програмното осигуряване, особено значение има софтуера за паралелно програмиране. MPI (Message-Passing Interface) е преобладаващата спецификация, модел и библиотека за паралелно програмиране за научни изчисления днес, превръщайки я в ключова технология[47].

Всички елементи на MPI са от значение, но основно може да се каже, че MPI обръща внимание предимно на модела за паралелно програмиране, чрез предаване на съобщения, посредством които данните се преместват от адресното пространство на един процес в това на друг процес, използвайки съвместни операции за всеки от процесите. Реализираните разширения на класическия модел за предаване на съобщения се изразяват в колективните операции, операции за достъп до отдалечена памет, създаване на динамични процеси и паралелни I/O операции. Тъй като MPI е спецификация, а не изпълнение то съществуват множество реализации. Спецификацията е за библиотечен интерфейс, и MPI не се счита за език, а всички операции са представени като функции, инструкции или методи, съгласно съответните езикови свързвания, като C/C++ и Python са част от стандарта.

Основните предимства на MPI са преносимостта и лекотата на използване. В среда за комуникация с разпределена памет, например в която рутинните програми на по-високо ниво и абстракциите са изградени върху рутинни програми за предаване на съобщения от по-ниско ниво предимствата на този стандарт са особено очевидни. Подобрява се и мащабируемостта, чрез предоставянето на ясно дефиниран набор от процедури, които могат да се прилагат ефикасно за случаи при които има хардуерна поддръжка. Като цяло общата цел на MPI е да се установи широко използван, практичен, преносим ефективен и гъвкав стандарт за писане на програми за предаване на съобщения.

Производителността, цената и консумираната електроенергия са ключови характеристики на почти всеки новосъздаден суперклъстер. Редица автори представят изследванията си за тези характеристики, но без да се уточнява конкретната изчислителна задача или използват готови тестови приложения. Това поставя тези изследвания в областта на компютърните системи и технологии, но не намалява значимостта им и по отношение на евентуални приложения на дадената система при управление на технологични обекти.

Основно се дават зависимостите на производителността от размера на клъстера, използваната памет, сложност на задачата и др. Представят се и определени функционални зависимости за необходимия брой възли, спрямо други параметри, които зависят от конкретната задача или от енергийната ефективност на системата. Почти навсякъде фигурират данни за себестойността на цялата система [29,37,38,39,48,49,50,51,52]. Обобщаващите резултати от тези изследвания показват, че суперклъстер реализиран на хардуерна основа с Raspberry Pi е 10 пъти по-производителен в сравнение с реализации с други SBC, цената за 1 Gflops е най-ниската (само $21,43), но е и енергийно най-неефективен.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията е представен преглед на научните изследвания в областта на разработването и анализа на суперклъстери, изградени от едноплаткови вградени хардуерни системи с оглед на приложението им в областта на автоматизацията и управлението на технологични процеси и обекти. Представени и обобщени са най-често използваните елементи на суперсклъстерите, като основно е наблегнато на хардуерните възли и софтуера за паралелно програмиране. Обобщени са и резултати от изследвания за производителността, консумираната електроенергия и цената на подобен тип системи.

REFERENCE

[1] Z. J. Czech, “Introduction to parallel computing,” 1st Edition, Cambridge University Press, 2017.

[2] Giles, M. B., and I. Reguly. "Trends in high-performance computing for engineering calculations." Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences 372.2022, 2014.

[3] C. S. Yeo, et al., “Cluster computing: High – performance, high – availability and high – throughput processing on a network of

computers", In Zomaya, A. Y. (eds) Handbook of Nature – Inspired and Innovative Computing, Springer, Boston, MA, 2006, pp. 521 – 551.
[4] Gagnon, Richard, et al. "Large-scale real-time simulation of wind power plants into Hydro-Québec power system." Ninth International Workshop on Large-scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Plants, Quebec City, Canada, 2010.
[5] Woh, Mark, et al. "Mobile supercomputers for the next-generation cell phone." Computer 43.1, 2010, pp.81-85.
[6] Fernández, Álvaro, et al. "Supercomputers to improve the performance in higher education: A review of the literature." Computers & Education 128 (2019): 353-364.
[7] Miyano, Satoru. "Revolutionizing cancer genomic medicine by AI and supercomputer with big data." 2018 IEEE Symposium on VLSI Technology. IEEE, 2018.
[8] Okrepilov, Vladimir V., et al. "Application of supercomputer technologies for simulation of socio-economic systems." R-Economy. 2015. Vol. 1. Iss. 2 1.2 ,2015, pp.340-350.
[9] Shibut, I. "APPLICATION OF SUPERCOMPUTER TECHNOLOGIES FOR THE THERMAL ANALYSIS OF RADIO-ELECTRONIC DEVICES." Nauchno-Tekhnicheskii Vestnik Informatsionnykh Tekhnologii, Mekhaniki i Optiki 10.2, 2010.
[10] Zhang, Peng, et al. "Scalability Test of multiscale fluid–platelet model for three top supercomputers." Computer physics communications 204, 2016, pp.132-140.
[11] Sulimov, Alexey V., et al. "New generation of docking programs: Supercomputer validation of force fields and quantum-chemical methods for docking." Journal of Molecular Graphics and Modelling 78, 2017, pp.139-147.
[12] Goncharsky, A. V., S. Yu Romanov, and S. Yu Seryozhnikov. "Comparison of the capabilities of GPU clusters and general-purpose supercomputers for solving 3D inverse problems of ultrasound tomography." Journal of Parallel and Distributed Computing 133, 2019, pp.77-92.
[13] Penaflor, B. G., et al. "Real-time control of DIII–D plasma discharges using a Linux alpha computing cluster." Fusion engineering and design 56, 2001, pp.739-742.
[14] Jablkowski, Boguslaw, Ulrich Thomas Gabor, and Olaf Spinczyk. "Evolutionary planning of virtualized cyber-physical compute and control clusters." Journal of Systems Architecture 73, 2017, pp. 17-27.
[15] Baker, M., et al. "``Cluster Computing and Applications,"in the Encyclopedia of Computer Science and Technology.", 2001.
[16] Petkov, Petko Hristov, Jordan Konstantinov Kralev, and Tsonyo Nikolaev Slavov. Design of embedded robust control systems using Matlab/Simulink. Institution of Engineering & Technology, 2018.
[17] Dagli, Cihan H., ed. Artificial neural networks for intelligent manufacturing. Springer Science & Business Media, 2012.
[18] Ormandzhiev K., S. Yordanov, "Neuro-Fuzzy Control Synthesis for Electro-Hydraulic Follow-up System," 2019 16th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), Varna, Bulgaria, 2019, pp. 1-6.
[19] Jager, R., Fuzzy logic in control. 1995.
[20] Ormandzhiev K., St. Yordanov , S. Stoyanov, Synthesis of fuzzy controller for cross-flow water turbine, March 2017, Information Technologies and Control 15(1): 9-16, Print ISSN: 1312-2622; Online ISSN: 2367-5357, DOI: 10.1515/itc-201
[21] Åström, Karl J., and Björn Wittenmark. Adaptive control. Courier Corporation, 2013.
[22] Gu, Da-Wei, Petko Petkov, and Mihail M. Konstantinov. Robust control design with MATLAB®. Springer Science & Business Media, 2005.
[23] Yordanov St., K. Ormandjiev, G. Mihalev, „Robust control of cross-flow water turbine “, Automatics and informatics, Sofia 3-5 October 2019, pp. 49-52
[24] Liu, Derong, and Qinglai Wei. "Finite-approximation-error-based optimal control approach for discrete-time nonlinear systems." IEEE Transactions on Cybernetics 43.2, 2013, pp. 779-789.
[25] Wang, Liuping, Model predictive control system design and implementation using MATLAB®. Springer Science & Business Media, 2009.
[26] Mihalev G., St. Yordanov, “Model predictive control of vibratory bowl feeder“, UNITEX 2019, 15-16 November, 2019, pp.I-269-275
[27] Stefanov, Konstantin, et al. "Dynamically reconfigurable distributed modular monitoring system for supercomputers (DiMMon)." Procedia Computer Science 66, 2015, pp. 625-634.
[28] Mincho Hadjiiski, Cybersecurity of control and e-leadership systems, Journal of informatics and innovative technologies (JIIT), Plovdiv, 2019.
[29] Matthews, Suzanne J., Raymond W. Blaine, and Aaron F. Brantly. "Evaluating single board

computer clusters for cyber operations." 2016 International Conference on Cyber Conflict (CyCon US). IEEE, 2016.
[30] Marković, Dušan, et al. "Image Processing on Raspberry Pi Cluster." International Journal of Electrical Engineering and Computing 2.2, 2018, pp. 83-90.
[31] https://www.zdnet.com/article/raspberry-pi-now-weve-sold-30-million/
[32] Kazala, R., and P. Straczynski. "The Most Important Open Technologies for Design of Cost Efficient Automation Systems." IFAC-PapersOnLine 52.25, 2019, pp. 391-396.
[33] Dorzhigulov, Anuar, et al. "ANFIS based quadrotor drone altitude control implementation on Raspberry Pi platform." Analog Integrated Circuits and Signal Processing 95.3, 2018, pp. 435-445.
[34] Sobota, Jaroslav, et al. "Raspberry Pi-based HIL simulators for control education." IFAC-PapersOnLine 52.9, 2019, pp.68-73.
[35] Yordanov S., V. Mitev, T. Kovachev, 3-degree manipulator control with Raspberry Pi and CodeSys, UNITEX 2018, 16-17 November, Gabrovo,2018, pp. I-285-292
[36] Mitev V., S. Yordanov, G. Mihalev, Process Controller with Integrated Autotunig Module, International Scientific Conference UNITEX 2019, 15 – 16 November 2019, Gabrovo, ISSN 1313-230X
[37] Baun, Christian. "Mobile clusters of single board computers: an option for providing resources to student projects and researchers." SpringerPlus 5.1, 2016.
[38] Myint, Khin Nyein, Myo Hein Zaw, and Win Thanda Aung. "Parallel and Distributed Computing Using MPI on Raspberry Pi Cluster." International Journal of Future Computer and Communication 9.1, 2020.
[39] Qureshi, Basit, and Anis Koubâa. "On energy efficiency and performance evaluation of single board computer based clusters: A hadoop case study." Electronics 8.2, 2019.
[40] Bleeker, Ellen-Louise, and Magnus Reinholdsson. "Creating a Raspberry Pi-Based Beowulf Cluster.", 2017.
[41] Doucet, Kevin, and Jian Zhang. "Learning cluster computing by creating a Raspberry Pi cluster." Proceedings of the SouthEast Conference, 2017.
[42] Wazir, Saad, et al. "Performance Comparison of MPICH and MPI4py on Raspberry Pi-3B Beowulf Cluster." arXiv preprint arXiv:1911.03709, 2019.
[43] Ağbahca, Erdem, and Adem Alpaslan Altun. "Performance Test of MPI on Raspberry Pi 2 Beowulf Cluster." International Journal of Computing 5.4, 2016, pp. 233-238.
[44] Daydé, Michel, E. Pacitti, and J. Lopes. "High performance computing for computational science." VECPAR, Berlin Heidelberg, Germany, 2007.
[45] Kiepert, Joshua. "Creating a raspberry pi-based beowulf cluster." Boise State, 2013.
[46] Robert G Brown. Engineering a beowulf-style compute cluster. Duke University Physics Department, 2004.
[47] Chunduri, Sudheer, et al. "Characterization of MPI usage on a production supercomputer." SC18: International Conference for High Performance Computing, Networking, Storage and Analysis. IEEE, 2018.
[48] Basford, Philip J., et al. "Performance analysis of single board computer clusters." Future Generation Computer Systems 102, 2020, pp. 278-291.
[49] Orhean, Alexandru Iulian, Florin Pop, and Ioan Raicu. "New scheduling approach using reinforcement learning for heterogeneous distributed systems." Journal of Parallel and Distributed Computing 117, 2018, pp. 292-302.
[50] Simon J. Cox, James T. Cox, Richard P. Boardman, Steven J. Johnston, Mark Scott, Neil S. O'Brien, Iridis-pi: a low-cost, compact demonstration cluster, Cluster Computing, June 2013.
[51] Papakyriakou, Dimitrios, Dimitra Kottou, and Ioannis Kostouros. "Benchmarking raspberry Pi 2 beowulf cluster." International Journal of Computer Applications 975, 2018.
[52] Priyambodo, T. K., A. W. Lisan, and M. Riasetiawan. "Inexpensive green mini supercomputer based on single board computer cluster." Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC) 10.1-6, 2018, pp. 141-145.

DESIGN OF A HARMFUL GAS DETECTION SYSTEM

Mustafa Kemal TEZCAN[1], Taşkın TEZ[2], Fatma TEZCAN[3], Hilmi KUŞÇU[4]
[1]*The University of Trakya,*
[2]*Edirne Provincial Health Directorate,*
[3]*The University of Kırklareli,*
[4]*The University of Trakya*

Abstract

With the growth of the livestock sector, the need for automation is increasing. Animal feces in cattle farms must be cleaned. This cleaning requires labor and time. Based on this, it is thought that this process will be done automatically in animal farms. Phospor (P) and Nitrogen (N), which are excreted with animal feces, can turn into different gases such as nitrate (NO3), nitrous oxide (N20), nitrogen monoxide (NO) and nitrogen dioxide (NO2), methane (CH4) as a result of chemical transformation. The gas sensor will measure the amount of gas in the waste generated in cattle farms and when the amount of gas exceeds a certain value, it will activate the electric scraper and automatically skim the animal waste. Experimental findings have discussed and recommendations for the development of harmful gas detection systems have been presented.

Keywords: harmful gas detection, animal waste, electric scraper.

INTRODUCTION

Manure removal in farms is one of the most important problems of animal husbandry. Caregivers in the farms try to scrape the manure with their own means, and with this method, both the animal keepers get tired and the expected productivity and efficiency cannot be obtained from the animals because the desired hygiene and cleaning cannot be provided in the barns. Electric manure scrapers have been produced with the ever-evolving machine technology in world animal husbandry. But these are controlled manually. By automating this process, it is aimed to increase the hygiene of the environment and the productivity of the animals.

EXPOSITION

In this study, the data coming from the mq-135 harmful gas sensor for the measurement of harmful gases is processed by the atmega processor based arduino Uno microcontroller, and it sends a signal to the LCD screen and peripheral units, and provides the necessary actions. The measured harmful gas values are read on the LCD screen and the cleaning of the barn is performed by sending a signal to the relay at the determined values.

SYSTEM COMPONENTS

The MQ-135 has a high reliability and stable for long-term operation. The fast-responding and high sensitivity sensor measures 10ppm to 1000ppm. gas concentration. It is an advanced sensor unit that are used in air quality control equipments for buildings/offices, are suitable for detecting of NH3,NOx, alcohol, Benzene, smoke,CO2 ,etc. (Int-1, 2020)

Fig. 1. *MQ-135 GAS SENSOR*

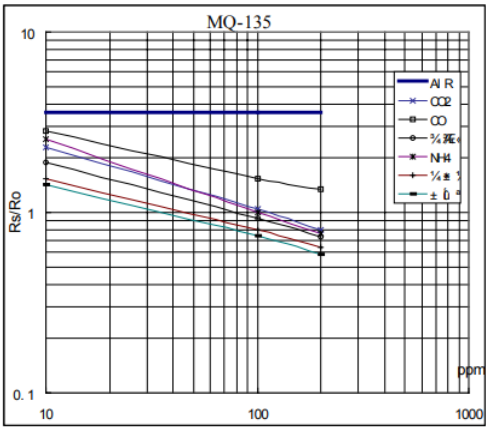


Fig. 2. *Sensitivity characteristics of the MQ-135*

This is a 5V 4-channel relay interface board, and each channel needs a 15-20mA driver current. It can be used to control various appliances and equipment with large current. It is equiped with high-current relays that work under AC250V 10A or DC30V 10A. It has a standard interface that can be controlled directly by microcontroller. (Int-2, 2020)

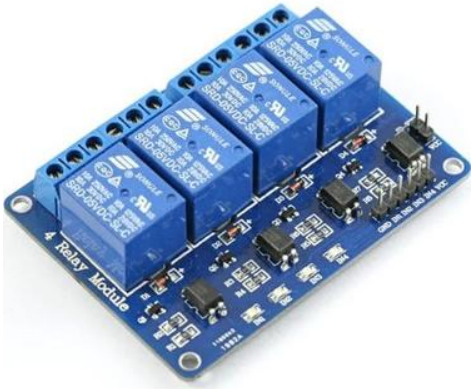


Fig. 3. *4 Relay Module*

The 2x16 LCD Keypad Shield is an LCD display that shows the indoor room temperature and humidity measured by the sensors in the system, the outdoor temperature and whether the window and valve are open in 2 rows and 16 columns. (Int-3, 2020)

Fig. 4. *2x16 LCD Keypad Shield*

Ardunio Uno is a development board with 6 analog inputs, 14 digital inputs and outputs and ATMEL - based ATmega328 microcontroller. (Int-4, 2020)

Fig. 5. *Arduino Uno*

SYSTEM OPERATING CYCLE

With the accumulation of animal feces in the barn over time, the amount of harmful gases in the environment increases. Air quality is divided into three classes by reading the amount of harmful gases with an Arduino Uno based mq-135 harmful gas measurement sensor. If the air quality is measured less than 200, it is considered as "good". If the air quality value is measured between 200 and 400, it is defined as "moderate". If the measurement is higher than 400, the air quality is considered "poor". If the air quality is moderate or poor, the system sends a signal to the relay and operates the electric scraper. If the air quality is "good", no action is required.

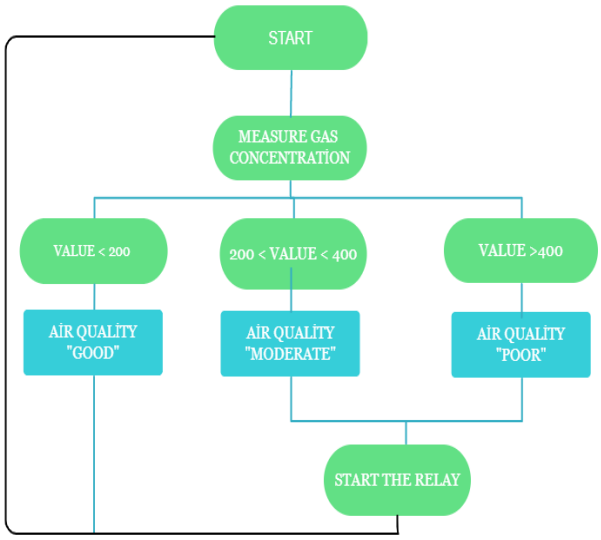


Fig. 6. *Algorithm Flow Chart*

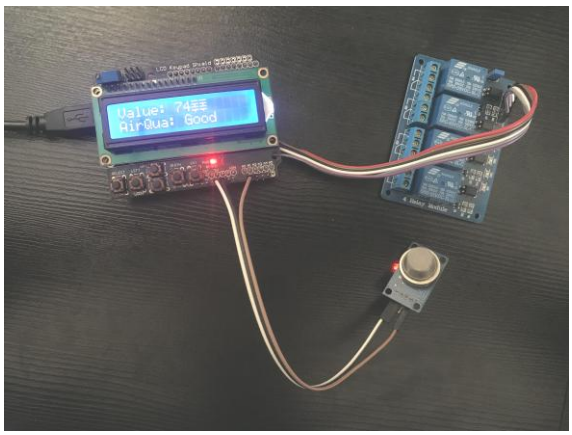


Fig. 7. *Algorithm Flow Chart*

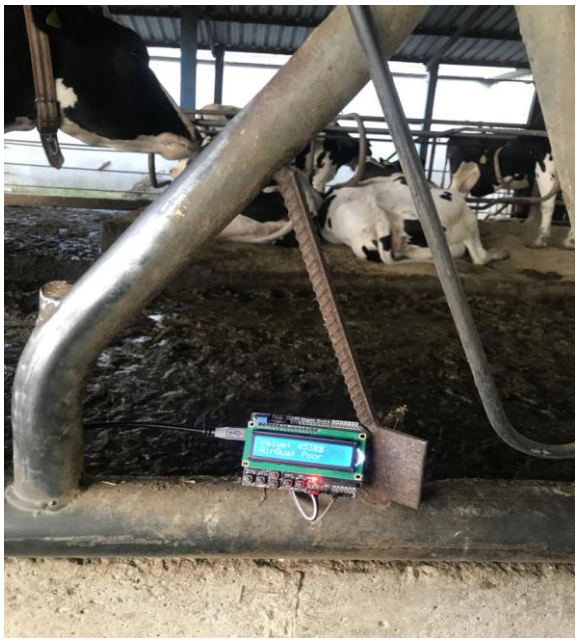


Fig. 8. *Cattle Farm Air Quality Measurements*

CONCLUSION

By adding different sensors to this system, the type of gases in the environment can be determined. Thus, by making better analyzes on the nutrition of animals, their diet can be improved and milk yield can be increased. Some diseases can be noticed beforehand.

REFERENCE

[1] Hakan V., Hayvancilik İşletmelerinde Oluşan Atiklarin İşletimi Ve Olasi Çevre Etkileri; Afyonkarahisar Örneği, Yüksek Lisans Tezi Tarimsal Yapilar Ve Sulama Anabilim Dalı Isparta, 2017, pp. iii–3.

[2] Kılıç İ, Şimşek E, Hayvan Barinaklarindan Kaynaklanan Gaz Emisyonlari Ve Çevresel Etkileri, Uludağ Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, Cilt 14, Sayı 2, 2009

[3] Avşar E, Uyar Ö, Alp K, Hanedar A, Hayvan Yetiştiriciliğinden Kaynaklanan Kokulu Gazların Arıtımında Biyofiltrelerin Etkinliklerinin İncelenmesi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 22 (2), 459~467, 2018

[4] Yurtseven S., 2013, Manure as Final Product of Animal Feeding and its Potential of Gas Production, KSÜ Doğa Bil. Derg., 16(1), 62-69.

[5] Int-1, 2020, MQ-135 Gas Sensor Technical Data Sheet, https://datasheet4u.com/datasheet-pdf/Hanwei/MQ-135/pdf.php?id=605076

[6] Int-2, 2020, 4 Relay Module Technical Data Sheet, http://wiki.sunfounder.cc/index.php?title=4_Channel_5V_Relay_Module

[7] Int-3, 2020, 2x16 LCD Keypad Shield Technical Data Sheet, https://www.linksprite.com/wiki/index.php5?title=16_X_2_LCD_Keypad_Shield_for_Arduino_V2

[8] Int-4, 2020, Ardunio Uno Technical Data Sheet, https://store.arduino.cc/usa/arduino-uno-rev3.

НАПРАВЛЕНИЕ 5

КОМПЮТЪРНИ ТЕХНОЛОГИИ

SESSION 5

COMPUTER TECHNOLOGIES

ИЗСЛЕДВАНЕ НА UPLOAD И DOWNLOAD ТРАФИКА ПРИ БЕЗЖИЧНА 6LOWPAN СЕНЗОРНА МРЕЖА ЗА INTERNET OF THINGS (IOT)

Айдън Хъкъ[1]
[1]*Технически университет – Варна, България*

STUDY OF UPLOAD AND DOWNLOAD TRAFFIC ON A 6LOWPAN WIRELESS SENSOR NETWORK FOR INTERNET OF THINGS (IOT)

Aydan Haka[1]
[1] *Technical University of Varna, Bulgaria*
aydin.mehmed@tu-varna.bg

Abstract

The widespread use of modern communication technologies such as 4G and 5G is a prerequisite for their wide distribution and improvement around the world. Along with high-speed communication technologies, Internet of Things (IoT) technologies are increasingly entering. One of the IoT technologies with great potential for development is 6LoWPAN. This paper examines the generated Uplink and Downlink traffic between the sensor nodes and the coordinator in a real 6LoWPAN infrastructure.

Keywords: IoT; 6LoWPAN; Upload; Download.

ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години съвременното ежедневие става все по немислимо без новите комуникационни технологии (4G, 5G), които свързват потребители по цял свят. Тенденцията на развитие на комуникационните технологии е строго насочена към 5G технологиите. Въпреки това продължава поддържането и подобряването на съществуващите изградени комуникационни инфраструктури като 4G. Паралелно с развитието на 4G и 5G технологиите се развиват и технологиите за Internet of Things (IoT) [1]. Изграждането на различни жични и безжични IoT решения може да се реализира въз основа на различни протоколи като Bluetooth Low Energy (BLE), ZigBee, Z-Wave, 6LoWPAN, Thread, WiFi-ah (HaLow) [2] и др. Тези технологии намират широко приложение в областите на наблюдение, контрол, защита, автоматизация и др. [3]. Тези области на приложение на IoT решения предоставят удобни и сигурни средства за работа в извънредни ситуации като световни пандемии и др., при които се изисква отдалечено наблюдение, управление и т.н. Потенциала за разрастване, развитие и разпространение на IoT технологиите привлича все по-голям интерес за проучването им. Една от IoT технологиите, която се очаква да се разпространи широко е 6LoWPAN, тъй като от една страна представлява сензорна мрежа, а от друга IPv6 мрежа.

Този доклад изследва Upload и Download трафика при реално изградена 6LoWPAN мрежа от сензорни възли за IoT.

6LOWPAN МРЕЖА, ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ПОСТАНОВКА

Физическото изграждане на 6LoWPAN мрежа се извършва с BeagleBone Black – BBB01-SC-505 [4] платка, конфигурирана с Bone-Debian-9.9 операционна система, която работи като 6LoWPAN Gateway, Texas Instruments (TI) приемо-предавател – CC2531EMK [5] и TI сензорни възли –

CC2650STK [6], които може да се конфигурират за работа с три стандарта – Bluetooth Low Energy, ZigBee и 6LoWPAN.

Конфигурирането на 6LoWPAN Gateway се извършва използвайки Contiki Cetic-6lbr version 1.4.0 [7, 8]. Приемо-предавателят CC2531EMK се конфигурира да работи със 6LoWPAN стандарта. Сензорните възли се конфигурират за работа в 6LoWPAN мрежа използвайки CC-DEVPACK-DEBUG на TI.

Предаването на данни и броя на получените битове от крайните сензорни възли в изградената 6LoWPAN мрежа може да се проследи като втори CC2531EMK приемо-предавател се конфигурира да работи като 6LoWPAN устройство за проследяване на комуникация по мрежата.

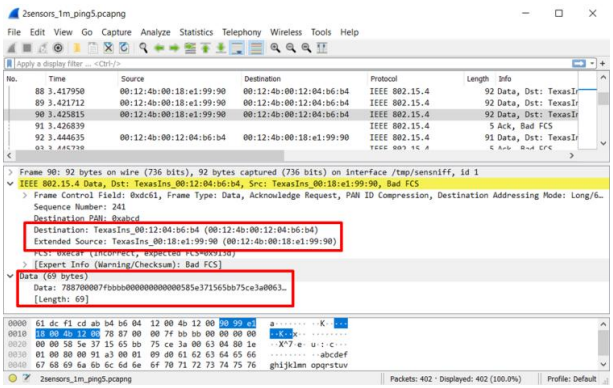
Това може да се извърши на Linux машина като се използва Sensniff програмата за 6LoWPAN [9]. Програмата се изтегля и инсталира, а при стартиране се създава поток от трафик, който може да се визуализира през Wireshark (Фиг. 1). Източника и получателя на пакета, както и броя изпратени битове се определят въз основа на IEEE адреса на източника и получателя представени на изхода на Wireshark.

Изследването на Uplink и Downlink трафика е реализирано с изграждане на физическа топология „звезда“ (Фиг. 2), където **1** е 6LoWPAN координатор и приемо-предавател, а **2** са 6LoWPAN сензорни възли.

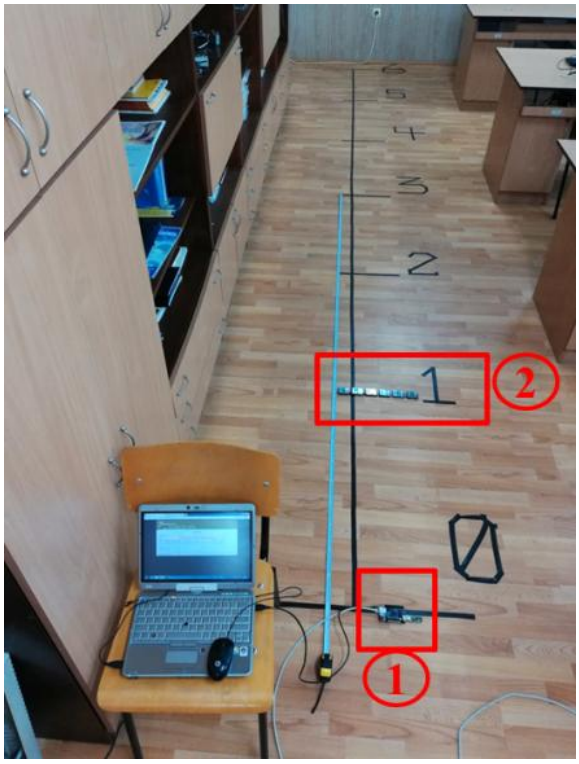
ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

След стартиране на 6LoWPAN мрежата сензорните възли се свързват с координатора, информацията за които може да се види на приложение за наблюдение работата на координатора (Фиг. 3). Таблица 1 представя резултатите за Upload, а Таблица 2 за Download трафика предаван през изградената 6LoWPAN мрежа.

Стойностите за Upload и Download трафика се вземат от приложението за наблюдение на работата на координатора след като има инициирана комуникация между него и сензорните възли (Фиг. 4). Комуникация между сензорните възли и координатора е инициирана чрез изпращане на 5, 10, 15 и 20 ICMPv6 пакети (Фиг. 5, Фиг. 6, Фиг. 7 и Фиг. 8). Изследвани са ситуации с 2, 4 и 6 едновременно свързани статични сензорни възли в 6LoWPAN мрежа, като ICMP пакетите се изпращат едновременно до всички сензорни възли. Направени са тестове за сензорни възли, които се намират на различни разстояния от координатора, съответно 1m, 2m, 3m, 4m и 5m.

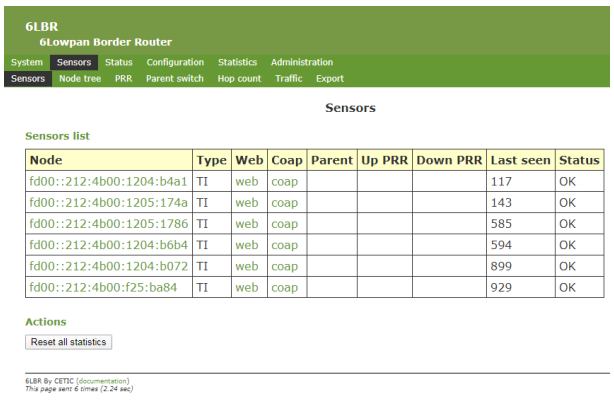


***Фиг. 1**. Прихванати 6LoWPAN пакети през Wireshark*



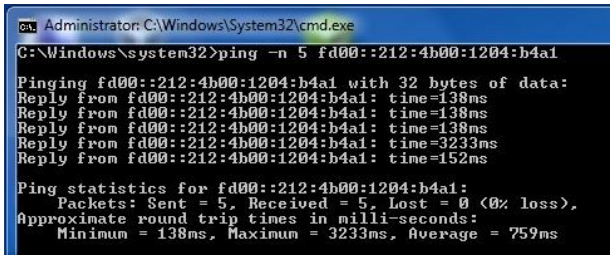
***Фиг. 2**. 6LoWPAN физическа топология*

Обемът на Upload и Download трафика зависи от Bandwidth на връзката, който от своя страна зависи от фактори като използвана периферия, мрежова връзка, тип на преносната среда, организация на мрежата и др. Изследването на Upload и Download трафика се ползва за откриване на проблеми в мрежата и подобряване качеството на връзката.

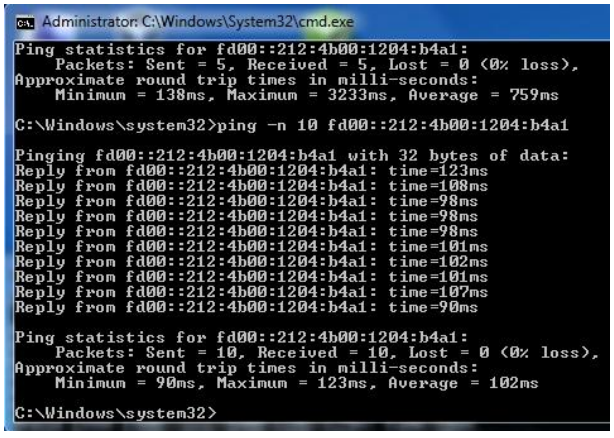


***Фиг. 3**. Сензорни възли, свързани с координатора*

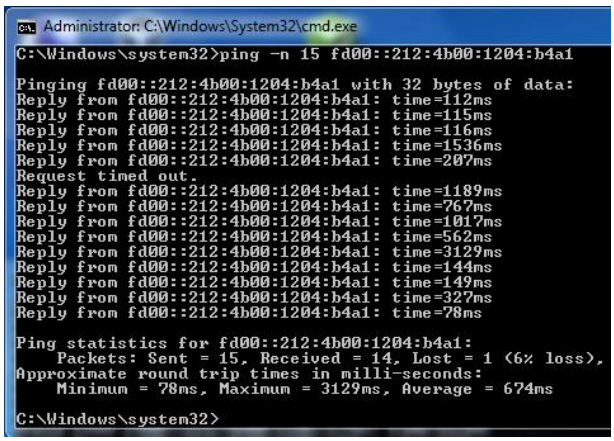
***Фиг. 4**. Стойности за Upload (синьо) и Download (червено) трафика*



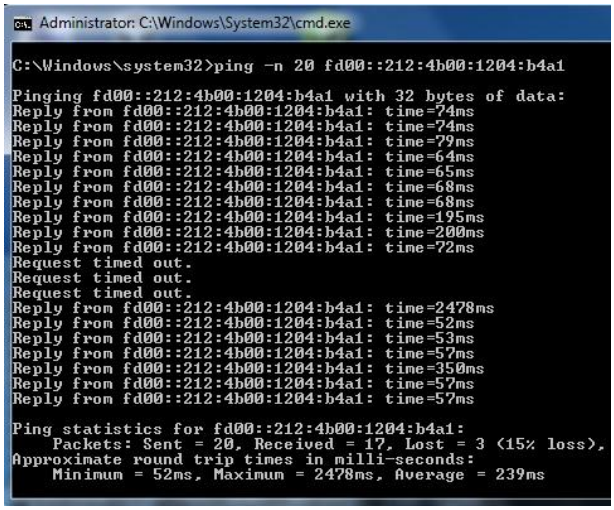
***Фиг. 5**. Изпращане на 5 ICMPv6 пакети*



***Фиг. 6**. Изпращане на 10 ICMPv6 пакети*



***Фиг. 7**. Изпращане на 15 ICMPv6 пакети*



***Фиг. 8**. Изпращане на 20 ICMPv6 пакети*

При 2 и 4 свързани устройства резултатите за Upload и Download трафика са идентични за всички сензорни възли, тъй като Bandwidth на връзката може да отговори на изискванията за обслужване на заявки в мрежата, защото ресурсите са достатъчни, за да се разпределят поравно между всички. При 6 крайни устройства се забелязва, че ресурсите се разпределят неравномерно и стойностите за Upload и Download трафика са променливи.

С увеличаване броя на свързаните устройства в мрежата натоварването нараства, както и интерференцията между безжичните устройства, което влияе върху средата за комуникация и респективно върху трафика предаван по нея. В зависимост от състоянието на комуникационната среда и възникналите смущения, стойностите за Upload и Download трафика се променят при различните разстояния, на които се намират сензорните възли.

Промяната при измерените стойности за Upload и Download трафика, зависи от пакетите изпращани между сървъра (6LoWPAN координатора) и клиентите (6LoWPAN сензорните възли). При предаване на по-голямо количество данни между всички участващи в комуникацията устройства се повишават стойностите за Upload и Download трафика и обратно. Причина за увеличения брой предавани пакети в мрежата може да бъде възникването на смущения и проблеми при предаване на пакети, което довежда до получени пакети с грешки и изискване за повторното им изпращане.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В този доклад се изследва Upload и Download трафика при реално изградена 6LoWPAN сензорна мрежа за IoT. Направени са тестове с различен брой статични сензорни възли в мрежата, разположени на различно разстояние от координатора.

Резултатите показват, че при по-малък брой възли в мрежата стойностите за Upload трафика са идентични с тези за Download. С увеличаване броя на сензорите в мрежата получените стойности за Download трафика са малко по-ниски от тези за Upload, като това зависи от състоянието на комуникационната среда и възникналите смущения в нея по време на отчитане на стойностите.

При предаване на по-голямо количество пакети стойностите за Upload и Download трафика нарастват, независимо от разстоянието на сензорните възли от координатора. Отчетените стойностите се различават много малко, тъй като комуникационната среда не е наситена със заявки и ресурсите за обслужване са достатъчни.

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследванията, резултатите от които са представени в настоящия доклад, са проведени по научен проект на ТУ-Варна „Изследване на възможностите за интегриране на машинно обучение и Blockchain технологии за Internet of Things“, който се финансира от държавния бюджет.

Таблица 1. *Обобщени резултати от изследване на Upload трафика*

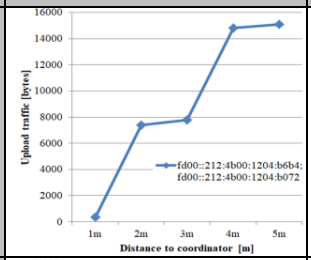
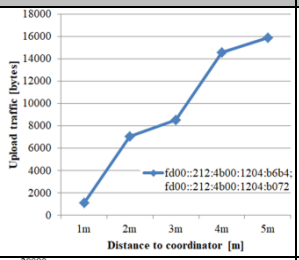
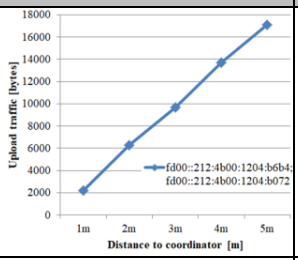
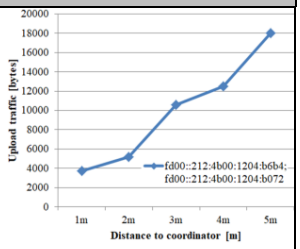
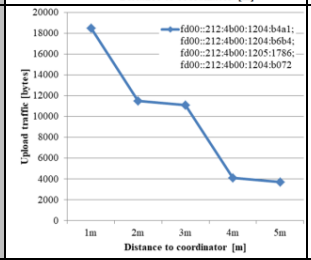
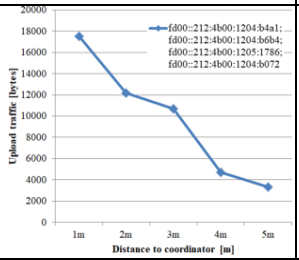
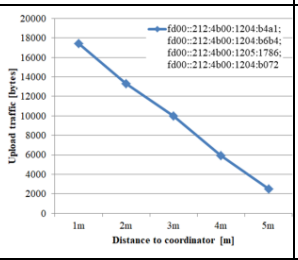
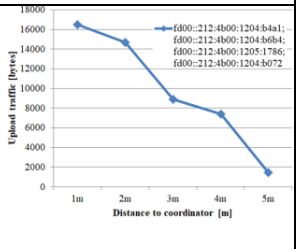
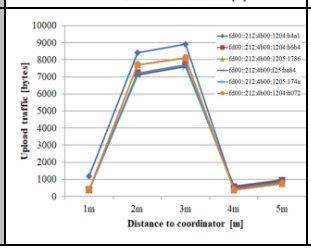
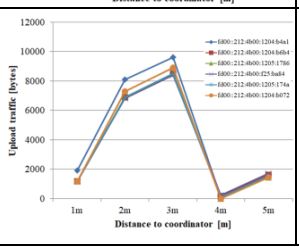
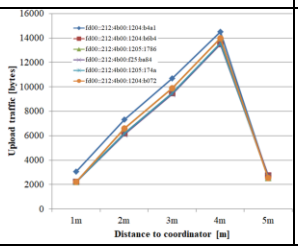
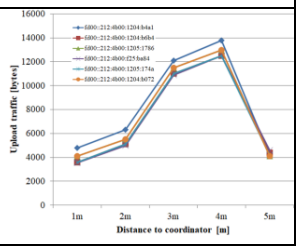
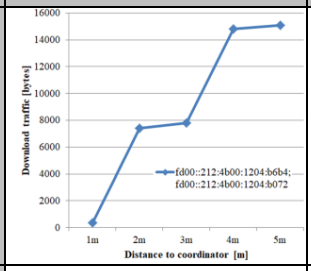
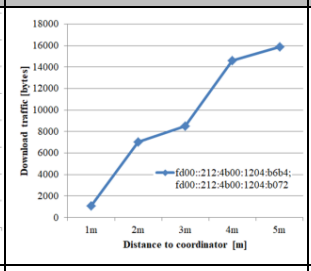
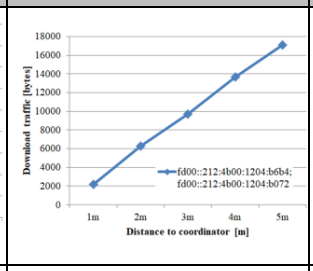
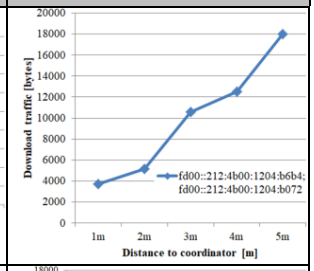
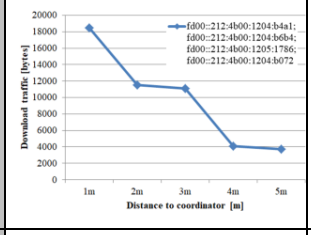
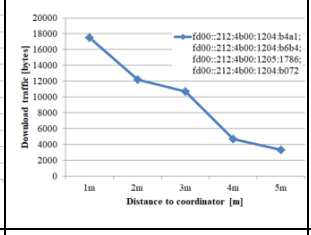
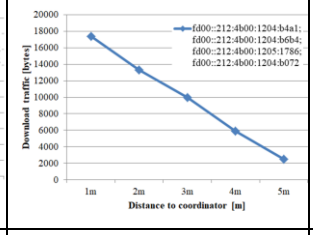
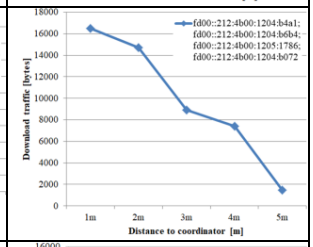
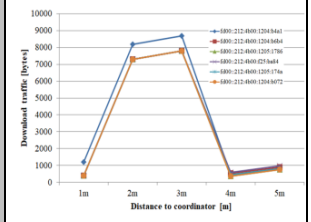
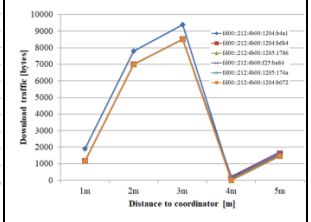
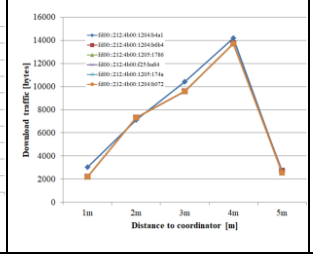
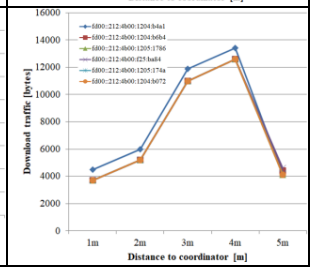
Брой възли	Резултати за Upload трафика			
	5 ICMPv6 Packets	10 ICMPv6 Packets	15 ICMPv6 Packets	20 ICMPv6 Packets
2				
4				
6				

Таблица 2. *Обобщени резултати от изследване на Download трафика*

Брой възли	Резултати за Download трафик			
	5 ICMPv6 Packets	10 ICMPv6 Packets	15 ICMPv6 Packets	20 ICMPv6 Packets
2				
4				
6				

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ericsson Mobility Report, June 2020. https://www.ericsson.com/en/mobility-report/reports/june-2020, Last visit on 20.08.2020

[2] Link Labs Wireless IoT Network Protocols, https://www.link-labs.com/blog/complete-list-iot-network-protocols, Last visit on 20.08.2020

[3] Haka, A., Vasilev, R., Aleksieva, V., Valchanov, H. Simulation Framework for Building of 6LoWPAN Network. //Proceedings, 2019 16-th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), 6-8 June 2019, Varna, Bulgaria, pp: 522-526, ISBN: 978-1-7281-1412-5, IEEE Catalog number: CFP19L07-USB

[4] BeagleBone Black. https://beagleboard.org/black. Last visit on 20.08.2020

[5] CC2531 USB Evaluation Module Kit. http://www.ti.com/tool/ CC2531EMK. Last visit on 20.08.2020

[6] SimpleLink Bluetooth low energy/Multi-standard SensorTag. http://www.ti.com/tool/CC2650STK?keyMatch=CC2650STK&tisearch=Search-EN-everything&usecase=GPN. Last visit on 20.08.2020

[7] 6LoWPAN Border Router – Releases. https://github.com/cetic/6lbr/wiki/Releases. Last visit on 20.08.2020

[8] A deployment-ready 6LoWPAN Border Router solution based on Contiki. https://github.com/cetic/6lbr. Last visit on 20.08.2020

[9] Sensniff Live Traffic Capture and Sniffer for IEEE 802.15.4 networks. https://github.com/g-oikonomou/sensniff. Last visit on 20.08.2020

КОМПЛЕКСНА ОЦЕНКА НА СИМУЛАТОРИ ЗА ZIGBEE БЕЗЖИЧНИ СЕНЗОРНИ МРЕЖИ ЗА ЦЕЛИТЕ НА ОБУЧЕНИЕТО

Айдън Хъкъ[1]
[1]*Технически университет - Варна*

COMPREHENSIVE EVALUATION OF ZIGBEE WIRELESS SENSOR NETWORK SIMULATORS FOR PURPOSES OF EDUCATION

Aydan Haka[1]
[1] *Technical University of Varna, Bulgaria*
aydin.mehmed@tu-varna.bg

Abstract

The growing popularity and use of Internet of Things technologies in recent years requires more active study of their work and principles, as well as parameters related to Quality of Service. This can be done by physically building the studied technology and researching the operation of the network, or by using simulation products that allow this. This paper presents a comprehensive evaluation of some of the most well-known simulation products for researching the Quality of Services in ZigBee sensor networks.

Keywords: ZigBee, Sensor Network Simulators, Comparison.

ВЪВЕДЕНИЕ

Обявеното извънредно положение в цял свят през 2020г. налага предприемане на мерки за отдалечена работа във всички сфери от живота. В някои сфери се изисква отдалечено следене на параметри на околната среда или състоянието на пациенти. Това може да се постигне със средствата на съвременни технологии като 4G, 5G и Internet of Things (IoT). Съвременните комуникационни технологии 4G и 5G продължават да се развиват и подобряват активно като се превръщат в опорна инфраструктура за осигуряване на надежден и високоскоростен достъп както между устройствата на крайния потребител, така и между устройствата предназначени за IoT. Това позволява все по-широкото разрастване и разпространение на IoT мрежите в цял свят [1].

Съществуват множество IoT протоколи както за покриване на малки области, така и за големи [2]. Един от най-известните протоколи за реализиране на IoT мрежа на къси разстояния и ниска консумация на енергия е ZigBee, разработен от ZigBee Alliance [3].

Разширяващото се използване на IoT технологиите в съвременния живот изисква по-активното им изследване с цел подобряване на ефективността и обслужването. Това може да се реализира с изграждане на реална инфраструктура за изследваната технология или чрез симулиране на работата ѝ.

Предимството при изследване на реално изградена инфраструктура е, че получените резултати от изследванията ще са достоверни и в момента, в който е стартирана мрежата, може да започне експлоатирането ѝ. Недостатъкът на този подход е, че трябва внимателно да се планират необходимите компоненти за изграждане на мрежата. В противен случай може да се наложи извършване на промени в инфраструктурата и инвестиране в допълнителни компоненти поради незадоволителна производителност,

недостиг на ресурс, лошо планиране на преносната среда и др. Това може да се избегне с предварително планиране и тестване на проектираната инфраструктура със средствата на симулационен продукт за изследваната технология.

Предимството на симулационния продукт е, че позволява предварително планиране на мрежата, добавяне или премахване на различни компоненти без инвестиране на средства за това, изследване състоянието на мрежата при различни натоварвания, добавяне на различна функционалност към устройствата, изграждане на обща визия и изводи за работата. Недостатъкът е, че може да се получат неточни резултати при различните изследвания.

В сферата на образованието двата подхода може да се комбинират с цел изследване резултатите от реална инфраструктура и симулация, както и за анализ на несъвпадащите резултати. В случай на невъзможност за инвестиране на средства в закупуване на оборудване за наблюдаваната технология се използват симулационни продукти, които може да са със свободен лиценз за ползване.

КРИТЕРИИ ЗА АНАЛИЗ НА СИМУЛАЦИОННИ СРЕДИ ЗА БЕЗЖИЧНИ СЕНЗОРНИ МРЕЖИ

Комплексното оценяване на симулационни среди за ZigBee сензорни мрежи може да се извърши въз основа на набор от критерии за оценяване. Получената комплексна оценка за всеки симулационен продукт позволява сравняването им и определянето на най-подходящия от тях за целите на обучението.

Множество проучвания на ZigBee сензорни мрежи изследват работата и ефективността на механизмите за маршрутизиране на трафика [4, 5, 6].

В [7] е извършен сравнителен анализ на симулационни продукти за ZigBee мрежи. Използваните критерии за реализиране на сравнението са:

- лиценза за ползване;
- език за програмиране;
- експортиране на кода от симулатора;
- възможност за внедряване и проектиране на протоколи;
- възможност за изграждане на различни мрежови архитектури;
- възможност за разширяване на симулираната безжична сензорна мрежа;
- основни функции;
- недостатъци.

Въз основа на предходно проучване на симулационни среди за 6LoWPAN сензорни мрежи [8] може да се модифицират предложените критерии за комплексно оценяване и да се приложат за ZigBee сензорни мрежи.

С цел прецизиране на комплексната оценка на симулационни продукти се обединяват критериите в разгледаните проучвания както следва:

- моделиране на различни механизми за приоритизация на трафика при ZigBee;
- моделиране на различни видове трафик;
- възможност за изграждане на различни мрежови архитектури за ZigBee;
- симулиране на ZigBee мобилност;
- анализ на получените резултати;
- възможност за визуално представяне на изследваната мрежа;
- възможност за внедряване и проектиране на протоколи;
- нагледно представяне на въведените данни;
- извеждане на статистически резултати за направените тестове;
- поддържане на графичен потребителски интерфейс;
- наличие на ръководство за потребители и разработчици;
- поддържана операционна система;
- скалируемост;
- поддържана хардуерна платформа;
- оценяване батерията/времето за живот;
- моделиране на консумацията на енергия;
- моделиране на механизми за приоритизиране на трафика;
- език за програмиране;
- лесна инсталация;

- време за изучаване;
- използване на процесора (Average CPU);
- използване на паметта (Commit);
- лиценз за ползване.

КОМПЛЕКСНА ОЦЕНКА ЗА КАЧЕСТВОТО НА СИМУЛАЦИОННИ СРЕДИ ЗА ZIGBEE СЕНЗОРНИ МРЕЖИ

За да се избегне субективността на автора при оценяване на разглежданите симулационни среди, може да се използва методът на комплексна оценка, представен в [9]. За изчисляване на комплексния показател за качество се избира една от следните математически зависимости: квадратична, геометрична, аритметична или хармонична.

Сравнението съгласно разглежданите критерии се основава на средна аритметична и средна геометрична оценка, които се определят като оптимални по отношение на състоятелност, нормираност и сравнимост и се изчисляват съгласно формули (1) и (2) съответно [10].

$$R_a = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} d_i \qquad (1)$$

$$R_g = \prod_{i=1}^{n} d_i^{\frac{1}{n}} \qquad (2)$$

Създадени са множество симулационни продукти, даващи възможност за симулиране и изследване на ZigBee технология. В настоящото изследване са разгледани едни от най-известните: ZBOSS, OPNET, QualNet, OMNeT++, NS-2, NS-3 и MATLAB. Разглежданите среди са сравнени с разработения от съавторски екип симулационен софтуер в [11] и е представена средна аритметична и средна геометрична оценка на всеки от тях. На база получените оценки може да се определи най-подходящият симулационен продукт за целите на обучението.

ZBOSS [12] – среда за симулиране на ZigBee стек с отворен код, която включва инструменти за рационализиране на задачи за разработка и отстраняване на грешки. Работи на компютър с Linux операционна система и осигурява стекови взаимовръзки без допълнителен хардуер. Действа като концентратор, свързващ виртуални устройства. Може да се използва за разработване на нови и специфични потребителски профили, преди да бъдат заредени в целевата платформа. Позволява симулиране на големи мрежи.

OPNET [13] – обектно-ориентиран софтуер, предоставящ среда за моделиране на комуникационни системи и мрежи. Може да се използва за разглеждане на комуникационни мрежи, устройства, протоколи и приложения. Графичният потребителски интерфейс на средата позволява формиране на топология на мрежата от физически до приложен слой. Разработен е модул за симулиране на различни функционалности на IEEE 802.15.4 стандарта.

QualNet [14] – мрежов симулатор за планиране, тестване и обучение. За създаване на типични мрежови модели продуктът предоставя графичен потребителски интерфейс. За добавяне на по-специализирана функционалност и мрежови протоколи са налични допълнителни библиотеки от компоненти. Включва библиотека за симулиране на различни протоколи за сензорни мрежи като Bluetooth, Thread и функционалности на IEEE 802.15.4/ZigBee.

OMNeT++ [15] – модулна платформа, базирана на C++ с възможност за разширяване. Предоставя модули за симулиране на специфична за областта функционалност като поддръжка на сензорни мрежи, безжични ad-hoc мрежи, Интернет протоколи, моделиране на производителността и др. Притежава ZigBee спецификации, подходящи за комуникация на високо ниво, които се използват за създаване на частна мрежа от устройства с ниска мощност. Разпространява се под академичен публичен лиценз.

NS-2 [16] – базиран на дискретни събития симулатор, програмиран на C++. Осигурява симулиране на TCP трафик, протоколи за маршрутизиране и мултикаст по

жични и безжични мрежи. Осигурява подробна документация. Не е мащабируем за по-широки мрежи. Версия 2.26 на NS-2 включва допълнения в кода за симулиране на IEEE 802.15.4 LR-WPAN. Внедрените допълнения обхващат основните функции, с изключение на сигурността и свободния за достъп период, който се състои от резервиране на слотове за прилагане на Quality of Service.

NS-3 [17] – симулатор с отворен код на C++, разработен през 2006г. и базиран на дискретни събития, предназначен за изследователска и образователна работа. NS-3 изучава механизми за предаване и интеграция. Има подобрена модулна архитектура и повишена производителност в сравнение с NS-2. Модулите за безжични персонални мрежи на симулатора следват същата IEEE 802.15.4 архитектура внедрена в устройствата, базирани на този стандарт.

MATLAB [18] – изчислителна среда и патентован език за програмиране, разработен от MathWorks. Продуктът позволява матрични манипулации, графики на функции и данни, прилагане на алгоритми, създаване на графичен потребителски интерфейс и взаимодействие с програми, написани на други езици, включително C, C++, C#, Java, Fortran и Python. MATLAB има библиотека „Communications Toolbox“, която позволява симулиране на различни ZigBee спецификации.

За специфичните учебни цели на дисциплината „Безжични комуникации“ в катедра „Компютърни науки и технологии“ при ТУ-Варна е разработен продукт [11] с отворен код, написан на езика Visual Basic. Предоставя интуитивен и лесен за работа графичен потребителски интерфейс. Позволява изследване на ZigBee сензорна мрежа, като предоставя графики и статистически данни за симулираните действия.

Извършено е сравнение на осем симулационни продукта за изграждане на ZigBee мрежа. Проведени са експерименти с въвеждане на параметри на една и съща ZigBee мрежа, с едни и същи входни данни. Симулирани са едни и същи ситуации и са анализирани получените резултати, представени в Таблица 1.

Изчислените комплексни средни аритметични и средни геометрични оценки за изследваните симулатори, на база експерименталните резултати от Таблица 1, са представени в Таблица 2.

Резултатите от комплексните оценки съгласно използваните критерии за сравнение доказват, че **QualNeT** и **NS-3** симулаторите предоставят най-добри възможности за изследване на ZigBee мрежи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящия доклад е предложена подобрена система от критерии за прецизно извършване на сравнение и комплексно оценяване на симулатори за ZigBee мрежи. На база на предложената система от критерии са оценени осем симулационни продукта и са изчислени комплексни оценки, които намаляват субективността на автора и осигуряват сравнимост на резултатите.

Съгласно направеният комплексен сравнителен анализ симулаторът **QualNet** е най-подходящ за изследване на ZigBee сензорни мрежи. Комплексните оценки за разработения в [11] симулационен продукт дават повод за твърдение, че той се доближава по качества до най-добрите.

Спрямо критериите „Лесна инсталация“, „Време за изучаване“, „Използване на процесора“, „Използване на паметта“, „Лиценз за ползване“, които са важни по отношение на обучението, разработеният в катедра „Компютърни науки и технологии“ при ТУ-Варна симулационен продукт предоставя по-добри или съизмерими резултати в сравнение с останалите.

Таблица 1. *Сравнение на симулатори на ZigBee мрежи*

Критерии за сравнение на ZigBee симулатори	Изследвани симулатори							
	ZBOSS	OPNET	QualNet	OMNeT++	NS-2	NS-3	MATLAB	Разработен
моделиране на различни механизми за приоритизация на трафика при ZigBee	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
моделиране на различни видове трафик	Да частично	Да напълно	Да частично	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
възможност за изграждане на различни мрежови архитектури за ZigBee	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
симулиране на ZigBee мобилност	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да частично	Да частично
анализ на получените резултати	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
възможност за визуално представяне на изследваната мрежа	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да частично
възможност за внедряване и проектиране на протоколи	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
нагледно представяне на въведените данни	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
извеждане на статистически резултати за направените тестове	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
поддържане на графичен потребителски интерфейс	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
наличие на ръководство за потребители и разработчици	Да частично	Да частично	Да напълно	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно
поддържана операционна система	Linux	Windows, Linux	Windows, Linux	Linux, MAC OS, Windows	Linux, Win9x, 2000,XP	Linux, MAC OS, Windows experimental	Linux, MAC OS, Windows	Windows
скалируемост	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да частично	Да частично	Да частично	Да напълно	Да частично
поддържана хардуерна платформа	TI CC253x, UBEC 2400, UBEC 2410	Виртуална	Виртуална	Виртуална	Виртуална	Виртуална	Виртуална	Виртуална
оценяване батерията/времето за живот	Не/Не	Не/Не	Да частично / Да напълно	Да напълно / Да напълно	Да частично / Да частично	Да напълно / Да напълно	Не/Не	Не/Не
моделиране на консумацията на енергия	Да напълно	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Не
моделиране на механизми за маршрутизиране на трафика	Да частично	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да напълно	Да частично	Да частично
език за програмиране	C	C и C++	C++	C++	C++, OTCL	C++, Python Bindings	Matlab script, Python	Visual Basic
лесна инсталация	Да частично	Да частично	Да напълно	Да частично	Да частично	Да частично	Да напълно	Да напълно
време за изучаване	Средно	Продъл-жително	Кратко	Средно	Продъл-жително	Продъл-жително	Продъл-жително	Кратко
използване на процесора	11.85%	9.70%	27.65%	7.57%	12.42%	11.56%	28.43%	4.20%
използване на паметта	577 882KB	549 510KB	950 874KB	439 500KB	956 840KB	570 932KB	940 832KB	200 520KB
лиценз за ползване	Безплатен	Безплатен академичен лиценз	Платен търговски	Безплатен	Безплатен	Безплатен	Платен стандартен и академичен	Безплатен

Таблица 2. *Сравнение на комплексните оценки на симулатори за ZigBee мрежи*

Комплексен показател	Изследвани симулатори							
	ZBOSS	OPNET	QualNet	OMNeT++	NS-2	NS-3	MATLAB	Разработен
R_a	0.328	0.418	0.459	0.422	0.444	0.453	0.442	0.394
R_c	0.288	0.336	0.401	0.360	0.381	0.389	0.367	0.293

БЛАГОДАРНОСТИ

Изследванията, резултатите от които са представени в настоящия доклад, са проведени по научен проект на ТУ-Варна „Изследване на възможностите за интегриране на машинно обучение и Blockchain технологии за Internet of Things“, който се финансира от държавния бюджет.

REFERENCE

[1] Ericsson Mobility Report June 2020, https://www.ericsson.com/en/mobility-report/reports/june-2020, Last visit on 22.09.2020.

[2] Link Labs Wireless IoT Network Protocols, https://www.link-labs.com/blog/complete-list-iot-network-protocols, Last visit on 22.09.2020.

[3] zigbee alliance, https://zigbeealliance.org/, Last visit on 22.09.2020.

[4] Maung, S., Shiraje, S., Islam, A., Hossain, M. M., Nahar, S., Arif, M. Optimization of ZigBee Network Parameters for the Improvement of Quality of Service. //Journal of Computer and Communications (JCC), Vol. 6, 2018, pp: 1-14, ISSN: 2327-5227.

[5] Li, X., Peng, M., Cai, J. OPNET-based modeling and simulation of mobile Zigbee sensor networks. Peer-to-Peer Netw. Appl. 9, 414–423, 2016, https://doi.org/10.1007/s12083-015-0349-8.

[6] Xie, H., Zeng, F., Zhang, G., Su, D. Simulation Research on Routing Protocols in ZigBee Network //Proceedings of the 6th International Asia Conference on Industrial Engineering and Management Innovation January 2016, DOI: 10.2991/978-94-6239-148-2_88.

[7] Ghayvat, H., Jie, L., Babu, A., Alahi, M., Bakar, U., Mukhopadhyay, S., Gui, X. Simulation and Evaluation of ZigBee based Smart Home using Qualnet Simulator //Ninth International Conference on Sensing Technology, 2015, DOI: 10.1109/ICSensT. 2015.7438456.

[8] Haka, A. Study of 6LoWPAN Wireless Sensor Network Simulators for Purposes of Education. //Proceedings of International Scientific Conference UNITECH Gabrovo 2019, Volume II, 15-16 November 2019, pp: II-22 - II-27, ISSN: 1313-230X.

[9] Haka, A., Aleksieva, V., Valchanov, H. Camparative Evaluation of Mechanisms for Traffic Prioritization in LTE Networks. //Proceedings, 2019 16-th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), 6-8 June 2019, Varna, Bulgaria, pp: 406-410, ISBN: 978-1-7281-1412-5.

[10] Haka, A. Software tool for comparing LTE traffic prioritisation algorithms. //Monthly scientific and technical journal ELECTROTECHNICA & ELECTRONICA E+E, Bulgaria, 2019, Vol. 54. No 9-10/2019, pp: 146-152, ISSN: 0861-4717.

[11] Haka, A., Aleksieva, V., Valchanov, H. Enhanced Simulation Framework for Visualisation of IEEE 802.15.4 Frame Structure on Beacon Enabled Mode of ZigBee Sensor Network. //International Conference on Biomedical Innovations and Applications (BIA 2020), 24-27 September, Varna, Bulgaria (in press).

[12] (ZBOSS). ZBOSS Network Simulator, https://zboss.dsr-wireless.com/projects/zboss/wiki/Documentation, Last visit on 22.09.2020.

[13] (OPNET). OPNET Network Simulator, IEEE 802.15.4/ZigBee OPNET Simulation Model, http://www.open-zb.net/wpan_simulator.php, Last visit on 22.09.2020.

[14] (QualNet). QualNet simulator, https://www.scalable-networks.com/qualnet-network-simulation, Last visit on 22.09.2020.

[15] (OMNeT++). OMNeT++ Network Simulator, OMNeT++ ZIGBEE MODULE, https://omnet-manual.com/omnet-zigbee-module/, Last visit on 22.09.2020.

[16] (NS2). NS2 Simulator. http://ns2simulator.com/, Last visit on 28.09.2020.

[17] (NS3). Network Simulator 3, https://www.nsnam.org/, Last visit on 28.09.2020.

[18] (MATLAB). MATLAB Simulator. https://uk.mathworks.com/products/matlab.html, Last visit on 28.09.2020.

EXPLORING THE INFLUENCE OF DEMOGRAPHIC FACTORS ON THE IMAGE-BASED CAPTCHAS

Sanela Arsić[1], Milena Jevtić[1]
[1] *University of Belgrade, Technical Faculty in Bor, Bor, Serbia*

Abstract

As information security is perceived as an important and vital aspect of the survival of any type of e-business, CAPTCHA tests (Completely Automated Public test to Tell Computers and Humans Apart), as such, are an indispensable element of any e-business software that requires identification of Internet users. CAPTCHA represents security measures applied to the Internet in order to prevent malicious automated programs. Turing test or CAPTCHA should be as easy as possible for humans, regardless of the personal characteristics of the respondents, and almost impossible for bots. Within this research was analyzed five different types of CAPTCHA tests. The aim of this paper is to examine whether there is a statistically significant difference between the answers of the respondents according to the next demographic characteristics: age, the level of education, and the experience in using the Internet. The experiment included 100 Internet users, that used a smartphone to solve different CAPTCHAs tests. The obtained results were statistically processed using software SPSS v.20.0. The obtained results can be useful for CAPTCHA designers and web administrators when making a plan for implementing this type of security mechanism.

Keywords: image-based CAPTCHAs, influence, internet users, demographic factors

INTRODUCTION

CAPTCHA as a security measure guards internet services against automated abuse from computer programs. This method prevents spam or bots. Also, using this artificial intelligence mechanism can prevent fake comments on posts, fake email addresses, or fake transactions and logins [1]. Many business models on the Internet only make sense if they are used by real users, and not special software designed to speed up a process, automatic exploitation, and the like. When using the CAPTCHA test the goal is to apart computers from humans, the proposed test should be hard for a computer to solve, yet easy for a human to answer. CAPTCHA system has the capability to tell whether the user is a robot program or a real human being [2].

On the market are exist different CAPTCHA tests have been and such as picture labeling, text recognition, object identification, speech recognition, or puzzle-solving [3], [4]. However, the usability of any existing type of CAPTCHAs is far from satisfactory, because human users usually have to face boring and time-consuming engagement [5], [6]. Therefore, the aim of this paper is to examine whether different demographic factors of Internet users influence the response time to find a solution for the five different images-based CAPTCHAs. Accordingly, the obtained results can help web designers and administrators in defining the application of the adequate type of CAPPTCHA. This is especially important for specific types of internet businesses that are closely related to a specific target group of end-users.

The rest of the paper is organized in the following way. Section 2 is based on the theoretical background of relevant scientific literature based on which research hypotheses are defined. Next, Section 3 represents the applied methodology. After that, Section 4 is focused on the discussion of obtained results, and finally, the last Section 5 is presented conclusion with recommendations and limitations of the research.

THEORETICAL FRAMEWORK AND DEFINITION OF HYPOTHESES

There are numerous articles in the literature that explore the concept of CAPTCHA tests [7]. Most of them deal with testing different types of CAPTCHA tests, as well as research on the usefulness and safety of tests [3], [8]. Image-based CAPTCHA tests require recognition and selection of images with a similar or an exceptional meaning, out of a sequence of images and may cause confusion, as the images can sometimes be interpreted as having different meanings [5], [8]. The usability of the text-based type of CAPTCHA was considered in terms of response time to find a solution for the with text and with number types of CAPTCHA [9]. This analyze is included multiple features, like age, number of years of Internet use, education level, response time in solving a text-based CAPTCHA, and response time in solving text-number-based CAPTCHA [9]. The differences between various CAPTCHA tests and examine how they affect user experience among populations with and without learning disabilities were investigated [10].

By analyzing the relevant scientific literature, the authors found that there is a literature gap, ie lack of research that analyzes the impact of demographic characteristics of respondents at the time of solving CAPTCHAs tests, which was the main motive for defining hypotheses and analyzing them. Based on that fact it was proposed the next hypotheses.

H1: *It is observed a significant difference in the response time of respondents during solving CAPTCHA tests according to the age groups of respondents.*

H2: *It is observed a significant difference in the response time of respondents during solving CAPTCHA tests according to the level of education of respondents.*

H3: *It is observed a significant difference in the response time of respondents during solving CAPTCHA tests in relation to the experience in a time of Internet use.*

METHODOLOGY

Focusing on image-based CAPTCHA, this study conducted an experiment to study the effect of age groups, educations, and experience in using the Internet on the CAPTCHA tests. 100 Internet users were recruited to take part in the experiment, where 44 of them were in the young group (aged 18-30), 43 of them were in the middle group (aged 31-40), and 13 in the older group (above 41 years). When is a word about the level of education 41 users have finished high school, 6 users have finished higher school, 53 has finished faculty, and 6 respondents are finished MSc. The last analyzed demographic factor in the research is the time experience in using the Internet. Up to 5 years of experience have 20 respondents, between 6-10 years have 71 participants, and more than 11 years have only 9 participants. The analysis included evaluations of five different types of image-based CAPTCHA: *Picture of the CAPTCHA, Animated character, Face of an old woman, Surprised face,* and *A worried face.* For testing defined hypotheses the one-way analysis of variance (ANOVA) was used to determine whether there are statistically significant differences between the response of Internet users and used image-based CAPTHCAs [11]. The software package SPSS v. 20 was used for testing defined hypotheses.

DISCUSION OF THE RESULTS

The results of the present study verified that Internet users in terms of the response time of CAPTCHA have differed significantly according to age groups, levels of education, and experience in using the Internet. The obtained results of the first analyzed hypothesis are depicted in Table 1.

Table 1. *Influence of years of age of the respondents on the time of solving CAPTCHA tests*

CAPTCHA test	Years of age	N	Mean	Std. Deviation	Sig.
Picture of the CAPTCHA	18-30	44	2.32	1.325	0.079
	31-40	43	1.93	1.183	
	>41	13	2.84	1.724	
Animated character	18-30	44	1.38	0.689	**0.003**
	31-40	43	1.12	0.391	
	>41	13	1.92	1.441	
Face of an old woman	18-30	44	1.27	0.659	**0.008**
	31-40	43	1.34	0.841	
	>41	13	2.15	1.573	
Surprised face	18-30	44	1.54	1.044	**0.029**
	31-40	43	1.63	1.001	
	>41	13	2.46	1.506	
A worried face	18-30	44	1.91	1.197	0.600
	31-40	43	1.76	1.192	
	> 41	13	2.15	1.463	

Based on the results presented in Table 1, there is a statistically significant difference in the CAPTCHA tests - *Animated character* (p=0.003), *Face of an old woman* (0.008), and *Surprised face* (0.029), while this is not the case with tests (*Picture of the CAPTCHA* and *A worried face*).

The results show that the CAPTCHA test - *Animated character* there is statistical significance, where p=0.003 which is less than the recommended value (p<0.05). The statistical significance here shows that the influence of age on the response time of solving the CAPTCHA test is not the result of a random sample, but is statistically justified. Based on the arithmetic means, it can be concluded that this type of CAPTCHA was answered the fastest by the respondents between 31-40 years (1.12 sec). Respondents between 18 and 30 needed slightly longer response time (1.38 sec), while the older group of respondents above 41 answered the slowest (1.92 sec). As the obtained results show that the respondents belonging to the middle age group of respondents solve the CAPTCHA Animated character the fastest, it can justify them by the fact that this group of respondents most often accesses orders that are protected by this type of protection (Internet trade, Internet banking, E-mail, and other forms of electronic business).

Then, there is the statistical significance of the CAPTCHA test - *Face of an old woman*, where p=0.008 is less than the recommended value (p<0.05). In this case, according to the comparison of arithmetic means, the fastest to solve this CAPTCHA test were the respondents aged between 18-30 years (1.27 sec). Then, the respondents who are between 31-40 years old (1.34 sec), which is not significantly different from the previous group of respondents, while in this case the slowest decision was made by the oldest respondents over 41. As the results were shown, the respondents who belong to the youngest group solved this type of the CAPTCHA test the fastest, hence we can connect this result with faster reactions and better perception of younger respondents compared to older ones, and it is logical to conclude that younger respondents solve faster these types of tests.

In addition to the mentioned types of CAPTCHAs, statistical significance also exists when solving the CAPTCHA test - *Surprised face*, where p=0.029 is less than the recommended value (p<0.05). As in the previous case, the comparison of arithmetic means leads to the conclusion that the youngest age group of respondents solved this CAPTCHA test the fastest. Thus, respondents aged 18-30 solved the test at an average of 1.54 sec. It took the most time for respondents aged over 41 (2.46 sec). Based on the obtained results, it can be concluded that respondents who belong to the younger and middle age group, relatively quickly solve CAPTCHA tests, therefore, have a greater impact on the response time due to their better perception and resourcefulness, and experience in using the Internet in everyday life.

Based on all obtained facts, it was determined that there is a statistically significant difference in the response time of solving CAPTCHA tests in three types of CAPTCHA tests in relation to the age of the respondents, thereby confirming the hypothesis H1.

In Table 2 depicted results of the analysis of the impact of the level of education of the respondents on the time of solving CAPTCHA tests.

Table 2. *Influence of level of education of the respondents on the time of solving CAPTCHA tests.*

CAPTCHA test	Level of education	N	Mean	Std. Deviation	Sig.
Picture of the CAPTCHA	High school	41	2.61	1.531	0.081
	Higher school	6	1.83	0.983	
	BSc	47	2.02	1.188	
	MSc	6	1.50	0.836	
Animated character	High school	41	1.46	0.924	0.332
	Higher school	6	1.00	0.000	
	BSc	47	1.32	0.694	
	MSc	6	1.00	0.000	
Face of an old woman	High school	41	1.78	1.235	**0.012**
	Higher school	6	1.16	0.408	
	BSc	47	1.14	0.509	
	MSc	6	1.33	0.816	
Surprised face	High school	41	2.02	1.369	0.115
	Higher school	6	1.33	0.516	
	BSc	47	1.48	0.905	
	MSc	6	1.50	0.836	
A worried face	High school	41	2.14	1.256	**0.026**
	Higher school	6	2.83	1.602	
	BSc	47	1.55	1.099	
	MSc	6	1.66	0.816	

According to the obtained results of the ANOVA test, there is a statistically significant difference in the CAPTCHA tests - *Face of an old woman* and *A worried face*. Since another CAPTCHA test did not show statistical significance (p>0.05), they are the result of a random sample and there will be no analyzed in the following.

In the CAPTCHA test - *Face of an old woman*, there is statistical significance between the examined variables, where p=0.012 is less than the recommended value (p<0.05), and indicates that there is a difference in the answers of the respondents in relation to their level of education. By comparing arithmetic means, the greatest influence on the response time has respondents with a BSc (1.14 sec), followed by respondents with a Higher school (1.16 sec). Respondents with the MSc solved slower than the previous two groups of respondents (1.33 sec), while respondents with High school solved the slowest (1.78 sec). As the number of respondents is only 6 respondents with an MSc degree, we will take their results with a grain of salt, because they are not representative. However, when we consider only respondents with High and Higher education, it notices that respondents with Higher education solve CAPTCHA tests faster. Given that respondents with a BSc degree have a wider interdisciplinary knowledge base on digital technologies and are familiar with the term CAPTCHA, the results are not surprising.

Also, the results of the ANOVA test from Table 2 show that there is statistical significance in the CAPTCHA test – *A worried face*, where p=0.026 is less than the recommended value (p<0.05). As in the previous case, we will ignore the results of respondents with an MSc education, since they are not representative due to the small number of respondents. The greatest influence on the response time, by comparing the arithmetic means, had the respondents with BSc education who solved the fastest the CAPTCHA test - A worried face (1.55 sec). The respondents who finished Higher school were solved this test slower (2.83 sec) than the respondents with High school (2.14 sec), which confirms the previous assumptions.

Based on the previous considerations, it can conclude that hypothesis H2 was confirmed.
Table 3 shows the results of the ANOVA test, which analyzes the influence of the length of Internet use on the time of solving CAPTCHA tests.

Table 3. *Influence of years of experience of respondents in using the Internet on the time of solving CAPTCHA tests*

CAPTCHA test	Years of experience	N	Mean	Std. Deviation	Sig.
Picture of the CAPTCHA	Up to 5	20	2.85	1.565	**0.050**
	6-10	71	2.09	1.289	
	Over 11	9	1.77	0.833	
Animated character	Up to 5	20	1.75	1.208	**0.016**
	6-10	71	1.26	0.608	
	Over 11	9	1.00	0.000	
Face of an old woman	Up to 5	20	2.10	1.293	**0.001**
	6-10	71	1.25	0.750	
	Over 11	9	1.22	0.666	
Surprised face	Up to 5	20	2.35	1.460	**0.012**
	6-10	71	1.56	1.010	
	Over 11	9	1.33	0.500	
A worried face	Up to 5	20	2.50	1.317	**0.016**
	6-10	71	1.78	1.206	
	Over 11	9	1.22	0.440	

Based on the obtained results, it can be concluded that statistical significance was determined in all five analyzed CAPTCHA tests according to the length of Internet use.
The results of the ANOVA test shown in Table 3 indicate that statistical significance exists in the CAPTCHA test - *Picture of the CAPTCHA*, where p=0.050. This type of CAPTCHA test the fastest was solved by respondents who used the Internet for more than 11 years (1.77 sec), followed by respondents who used the Internet in the interval between 6-10 years (2.09 sec). While the most time for solving this CAPTCHA test was needed to respondents who have been using the Internet for less than 5 years (2.85 sec).

There is a statistically significant difference in the CAPTCHA test *Animated character* where p=0.016 (p<0.05), which indicates that there is a difference in the answers of the respondents in relation to the length of Internet use. Based on arithmetic means, it can be noticed that respondents with more than 11 years of experience in using the Internet solve this type of CAPTCHA test the fastest (1.00

sec), on the other hand, respondents with the experience less than 5 years need more time to solve this test (2.85).

Additionally, the difference in the answers of the respondents also can be noticed in CAPTCHA's Face of an old woman, where $p=0.001$ ($p<0.05$). By comparing the arithmetic means, it can be noticed that the CAPTCHA test is solved by two groups of subjects at approximately the same time, that is respondents who use the Internet between 6-10 years (1.25 sec) and respondents who use the Internet for more than 11 years (1.22 sec). On the other hand, respondents with less than 5 years of experience needed 2.10 second to solve this test.

The results of the ANOVA test show that statistical significance also exist in the CAPTCHA test - Surprised face, where $p=0.012$ ($p<0.05$). This type of CAPTCHA test was solved the fastest by respondents who used the Internet for more than 11 years (1.33 sec), followed by respondents who used the Internet between 6-10 years (1.56 sec). The most time to solve this test was needed by respondents who have been using the Internet for less than 5 years (2.35 sec).

Also, a statistically significant difference was shown in the CAPTCHA test - A worried face, where $p=0.016$ ($p<0.05$). The respondents with more experience in using the Internet needed less time to solve this test (1.22 sec), while the respondents with less experience (up to 5 years) were needed more time to solve this test (2.50 sec).

Considering the obtained results, it can be concluded that respondents who have more years of experience in using the Internet solve the analyzed CAPTCHA tests faster than respondents who have less experience in using the Internet, which confirms hypothesis H3.

CONCLUSION

CAPTCHA is now almost a standard security technology, and has found widespread application in commercial websites. To counter the automated attacks of computer programs, very often the security of the CAPTCHA test relies on image distortion techniques and the use of non-words to test the fact whether the remote user is a human or the computer user.

In this research, the ANOVA test was used was used with a 95% confidence interval to test all considered hypotheses [11]. The obtained results showed that exists a significant difference between the time of solving CAPTCHA tests according to the age of respondents, level of educations of respondents, and experience in using the Internet, which indicates that all tested hypotheses in the research are statistically significant and accepted. The contribution of this study is reflected through an innovative approach to the analysis of demographic parameters that affect the response time of image-based CAPTCHAs, which contributes to a better understanding of the usefulness of CAPTCHA tests from the point of view of end-users [10].

The distinction between the demographic characteristics of the users of CAPTCHAs in this study provides useful implications for future CAPTCHA designs. As pointed out in the Discussion, researchers found that respondents who longer use the Internet easier to solve different CAPTCHA tests as opposed to respondents who have less experience. Because of the importance of image-based CAPTCHAs in securing websites and services, challenges to their security posed by advances in machine learning algorithms need to be further investigated in some next research.

REFERENCES

[1] Lee, Y.L., Hsu, C.H. (2011). Usability study of text-based CAPTCHAs. Displays, 32(2), 81-86.

[2] Datta, R., Li, J., Wang, J.Z. (2005). IMAGINATION: a robust image-based CAPTCHA generation system. In: Proceedings of the 13th Annual ACM International Conference on Multimedia. Hilton, Singapore, 331-334.

[3] Singh, P.V., Pal, P. (2014). Survey of Different Types of CAPTCHA. International Journal of Computer Science and Information Technologies, 5(2), 2242-2245.

[4] Yan, J., Ahmad, A.S.E. (2008). Usability of CAPTCHAs or usability issues in CAPTCHA design, Presented at the 4th Symposium on Usable Privacy and Security, Pittsburgh, Pennsylvania.

[5] Alqahtani, F.H., Alsulaiman, F.A. (2020). Is image-based CAPTCHA secure against attacks

based on machine learning? An experimental study. Computers and Security, 88, 101635.
[6] Bursztein, E., Bethard, S., Fabry, C., Mitchell, J.C., Jurafsky, D. (2010). How good are humans at solving CAPTCHAs? A large scale evaluation. In Security and Privacy (SP), Symposium on Security and Privacy IEEE, 399-413.
[7] Yan, J., El Ahmad, A.S. (2008). Usability of CAPTCHAs or usability issues in CAPTCHA design, in: Proceedings of the 4th Symposium on Usable Privacy and Security, 44-52.
[8] Ahn, Y., Kim, N., Kim, Y.S. (2013). A User-friendlyImage-Text Fusion CAPTCHA for Secure Web Services. In Proceedings of International Conference on Information Integration and Web-based Applications and Services, 550-554.
[9] Brodic, D., Amelio, A., Jankovic, R. (2017). Exploring the Influence of CAPTCHA Types to the Users Response Time by Statistical Analysis, Multimedia Tools and Applications.
[10] Gafni, R., Nagar, I. (2016). The Effect of CAPTCHA on User Experience among Users with and without Learning Disabilities. Proceedings of the 11th Chais Conference for the Study of Innovation and Learning Technologies: Learning in the Technological Era, 25-33.
[11] Madathil, K.C., Alapatt, G.F., Greenstein, J.S. (2010). An investigation of the usability of image-based CAPTCHAs. Proceedings of the Human Factors and Ergonomics Society Annual Meeting, 54 (16), 1249-1253.

МЕТОДИКА ЗА ОЦЕНЯВАНЕ НА АЛГОРИТМИ ЗА ДЕКОМПОЗИЦИЯ

Инж. Матьо Стефанов Динев[1]
[1]*Технически Университет - Габрово*

METHODOLOGY FOR EVALUATION OF DECOMPOSITION ALGORITHMS

Matyo Stefanov Dinev[1]
[1] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

This paper deals with methodology for evaluating of the algorithms for decomposition of graph models. For each of them, evaluation of the approximate number of operations to be used is made. A research is conducted for the algorithms at different graph models.

Keywords: graph models; decomposition; algorithms.

ВЪВЕДЕНИЕ

Една от основните задачи, чието решение се налага при моделиране на обекти е задачата за декомпозиция. Тя е оптимизационна задача, при която обектите се разделят на функционално обособени модули. Структурата на всеки обект може да се представи чрез топологически граф. Задачата за декомпозиция може да се разглежда като задача за разделяне на графов модел.

При декомпозиция на графови модели се използват следните критерии: минимален брой външни връзки между подграфите; минимален брой подграфи; определен брой елементи в подграфите.

За разделянето на графа на подграфи се използват различни алгоритми за декомпозиция. За всеки от тях може да се определи сложността и да се направи оценка. Най – често за определянето ѝ се изчисляват брой операции за съответния алгоритъм.

В настоящия доклад се разглежда методика за оценяване на алгоритми за декомпозиция на графови модели. За всеки от тях е определен максималния брой използвани операции. Проведено е изследване на алгоритмите при различни графови модели.

МЕТОДИКА ЗА ОЦЕНЯВАНЕ

За методиката на оценяване на алгоритмите за декомпозиция са приети следните основни правила:

За една операция се приемат:

- Дефиниране и присвояване на стойност на променлива;
- Сравняване;
- Аритметична операция;
- Добавяне или вземане на елемент от масив (множество, граф и т.н.);
- Извикване на метод или функция.

За да се извърши оценяване на алгоритмите за декомпозиция се взема под внимание най – лошият случай (worst – case). Той дава информация за максималния брой използвани операции за изпълнението на съответния алгоритъм [1,2,3,6].

Чрез настоящата методика е направено оценяване на следните алгоритмите за декомпозиция:

- Алгоритъм с отделяне;
- Алгоритъм с добавяне;
- Алгоритъм с припокриване;
- Алгоритъм с неприпокриване.

Техните процедурни стъпки са описани в [4,5,6,7]. В [6] е извършено оценяване на алгоритъма с отделяне.

В следващия раздел е определена оценката на отделните стъпки за останалите три алгоритъма. Оценките на алгоритмите се отбелязват с буквата О и долен индекс отговаряш на първата буква от името на алгоритъма, както и номера на съответната стъпка. Представена е легенда за използваните означения при стъпките на алгоритъма.

ЛЕГЕНДА

G – граф за декомпозиране;
k – брой подграфи;
n – брой върхове за графа G
G_k – k-тия подграф за графа G;
α – вектор с елементи отговарящи на броя на граничещите ребра за всеки от върховете;
x_i – първи избран връх за съответния подграф;
I_k – множество съхраняващо избраните върхове;
P – множество съхраняващо теглата на избраните върхове от I_k.
J – двумерно множество съхраняващо външните съседи
M – множество съхраняващо теглата на външните съседи.
m – брой върхове за един подграф;
b_{ij} – брой външни връзки между *i-тия* и *j-тия* елемент
z – общи или външни върхове
$_{ij}$ – елемент от матрицата на съседство

ОЦЕНЯВАНЕ НА АЛГОРИТМИТЕ

ОЦЕНЯВАНЕ НА АЛГОРИТЪМА С ДОБАВЯНЕ

За определяне worst – case на този алгоритъм са разгледани следните два сценария:

I ви сценарий – когато броя на върховете в отделните подграфи е отново 1 (m=1);

II сценарий – когато броя на върховете в отделните подграфи е 2 (m=2).

В индекса на означението на оценката е прикрепен и номер за сценарий.

- *I-ви сценарий* - стъпките на алгоритъма ще се изпълняват *(n-1)* пъти, но стъпки *5* и *6* няма да се изпълнят нито веднъж. т.е. $O_{\partial I5}=O_{\partial I6}=0$.

Стъпка 1: В тази стъпка има 1 операция за присвояване на стойност на променлива, т.е. $O_{\partial I1}=1$.

Стъпка 2: За всеки n елемента на вектора α се сумират n събираеми. Операциите за събиране са с 1 по–малко от събираемите. Необходимо е и 1 операция за присвояване на крайния резултат към съответния елемент на α. Следователно за едно изпълнение на тази стъпка ще са необходими $(n-1+1)^2$ или n^2 операции. Тази стъпка се извършва за всеки подграф т.е. общо *(n-1)* пъти за сценарий I. За всяко следващо повторение на тази стъпка броя на върховете в графа G стават с един по – малко. От това следва, че за да се изчисли броят на операциите за тази стъпка, то трябва да се пресметне следната редица:

$$n^2+(n-1)^2+(n-2)^2+\ldots+(n-(n-2))^2$$

Преобразувайки я се получава следната формула (1).

$$O_{\partial I2} = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6} - 1 \qquad (1)$$

Стъпка 3: За да се определи $max(\alpha)$ трябва да се сравнят елементите от вектора α. Сравняванията са с 1 по – малко спрямо броя на елементите, следователно $(n-1)$ сравнявания. За добавянето на елемента x_i към множеството I_k се използва 1 операция. Следователно необходимият брой операции за тази стъпка е n. Като се има в предвид сценарий I се повтаря *(n-1)* пъти, като за всяко повторение са необходими с една операция по – малко за сравняване (поради факта че върховете в G намалят с един). Получава се следната редица:

$$n+(n-1)+(n-2)+\ldots+(n-(n-2))$$

Пресмятайки я се получава следната формула (2):

$$O_{\partial I3} = \frac{n^2+n-2}{2} \qquad (2)$$

Стъпка 4: За определяне броят на елементите на множество съществуват определени функции. Поради тази причина това се брои за една операция. Освен това в тази стъпка има и 1 сравняване, така че операциите стават 2. Тази стъпка ще се повтаря *(n-1)* пъти за всеки подграф. Поради сценарий I условието ще е вярно още първия път и няма да има последващо извикване на тази стъпка за подграф. От което може да се направи извода че се получава следната формула:

$$O_{dI4} = 2(n-1) \qquad (3)$$

При този сценарий стъпки 5 и 6 ще се прескачат, т.е. $O_{\partial I5}=0$ и $O_{\partial I6}=0$. За стъпка 7 има две операции (една за присвояване и една за събиране). Тя ще се изпълни за всеки един подграф, което означава *(n-1)* пъти. Следователно за $O_{\partial I7}$ се изчислява отново чрез формула (3), т.е. $O_{\partial I7}= O_{\partial I4}=2(n-1)$. Броят на операциите за стъпка 8 се изчислява по аналогичен начин т.е. $O_{\partial I8}= O_{\partial I7}$.

Общият брой операции за алгоритъма може да се определи от следната сума $O_{\partial I1}+O_{\partial I2}+O_{\partial I3}+O_{\partial I4}+O_{\partial I5}+O_{\partial I6}+O_{\partial I7}+O_{\partial I8}$, от която се получава формула (4):

$$O_{\text{д}In} = \frac{n^3}{3} + n^2 + \frac{20}{3}n - 7 \qquad (4)$$

- *II-ри сценарий*

При втория сценарий в зависимост от *n* дали е четно или не, се получават съответно *n/2* подграфи при четно *n*, или *(n+1)/2* подграфи при нечетно. Броят за изпълнения на отделните стъпки ще бъде равен на броя на подграфите, като за последния подграф стъпките не се изпълняват. За означението на оценката, към индекса е добавена буква „*н*“ или „*ч*“ означаваща съответно нечетни или четни стойности на *n*.

Стъпка 1: Стъпката е с константна оценка, така че броят операции отново е $O_{\partial II1}=1$.

Стъпка 2: Използвайки разсъжденията за стъпка 2 от алгоритъма с отделяне описан в [3], то броят на операциите може да се изчисли със следната редица:

$$\mathrm{n}^2 + (\mathrm{n}-2)^2 + (\mathrm{n}-4)^2 + \cdots$$

Опростявайки я се получава формула (5):

$$\mathrm{O}_{\text{д}II2} = \frac{n(n+1)(n+2)}{6} \qquad (5)$$

Последният член на редицата при четни стойности за n е 2^2, а за нечетни е 1^2.Тъй като за последния подграф не се изпълняват стъпките, то следва от тази формула да се извади последния член на редицата. Така се получават формулите (6) и (7).

$$\mathrm{O}_{\text{д}II2\text{ч}} = \frac{n(n+1)(n+2)}{6} - 4 \qquad (6)$$

$$\mathrm{O}_{\text{д}II2\text{н}} = \frac{n(n+1)(n+2)}{6} - 1 \qquad (7)$$

Стъпка 3: За тази стъпка ще са необходими n на брой операции, който ще се повтарят толкова пъти колкото подграфи се получат. Имайки предвид сценарий II то следва че броя на върховете в *G* ще намаля с 2 за всяко следващо изпълнение на стъпките. От това се получава следната редица:

$$n + (\mathrm{n}-2) + (\mathrm{n}-4) + \cdots$$

Пресмятайки я и имайки в предвид, че последния член не се включва, то се получават формулите (8) и (9).

$$\mathrm{O}_{\text{д}II3\text{ч}} = \frac{(n+4)(n-2)}{4} \qquad (8)$$

$$\mathrm{O}_{\text{д}II3\text{н}} = \frac{(n+3)(n-1)}{4} \qquad (9)$$

Стъпка 4: Аналогично на стъпка 4 от предходния сценарий и при тази стъпка са необходими 2 операции. Имайки в предвид сценарий II тази стъпка ще се изпълни два пъти за всеки подграф. Следователно броя на операциите може да се изчисли чрез формули (10) и (11).

$$\mathrm{O}_{\text{д}II4\text{ч}} = 2.(n-2) \qquad (10)$$

$$\mathrm{O}_{\text{д}II4\text{н}} = 2.(n-1) \qquad (11)$$

Стъпка 5: В най – лошия вариант за тази стъпка е когато всеки връх в графа е свързан със всеки, т.е. съседите на върха x_i ще са *(n-1)*. Следователно броя на операциите за добавяне на съседи в множеството I_k е *(n-1)*. Стъпката ще се повтаря по два пъти за всеки подграф. Имайки в предвид и че броя на върховете в графа G ще намаля с 2 се получава следната редица.

$$2(n-1) + 2(\mathrm{n}-3) + 2(\mathrm{n}-7) + \cdots$$

Пресмятайки редицата се получават следните формули (12) и (13):

$$\mathrm{O}_{\text{д}II5\text{ч}} = \frac{n^2-4}{2} \qquad (12)$$

$$\mathrm{O}_{\text{д}II5\text{н}} = \frac{n^2-9}{2} \qquad (13)$$

Стъпка 6: В тази стъпка са необходими 4 операции за събиране, изваждане, умножение, и присвояване. Аналогично на предходните стъпки тези операции ще се изпълнят *(n-1)* пъти за този сценарий. Подобно на стъпка 3 са необходими и n операции за определянето и добавянето на минималния елемент b_{ij}. Стъпката ще се изпълни толкова пъти колкото подграфи се получат. За последния подграф се приемат останалите върхове и стъпката не се изпълнява. Така се получава следната редица:

$$\{\ 4(\mathrm{n}-1) + \mathrm{n}\ \} + \{\ 4(\mathrm{n}-3) + (\mathrm{n}-2)\ \} + \{\ 4(\mathrm{n}-5) + (\mathrm{n}-4)\ \} + \ldots.$$

Пресмятайки я се получават следните две формули (14) и (15):

$$\mathrm{O}_{\text{д}II6\text{ч}} = \frac{(n-2)(5n+12)}{4} \qquad (14)$$

$$\mathrm{O}_{\text{д}II6\text{н}} = \frac{(n-1)(5n+7)}{4} \qquad (15)$$

Стъпка 7: Аналогично на сценарий I, стъпката има 2 операции който ще се изпълнят толкова пъти колкото са броя на подграфите без последния. Следователно след преобразуване на получаващия се израз се получава следните две формули (16) и (17):

$$O_{дII7ч} = (n-2) \quad (16)$$

$$O_{дII7н} = (n-1) \quad (17)$$

Стъпка 8: Аналогично на стъпка 7 се получава: $O_{дII8ч}=O_{дII7ч}$ и $O_{дII8н}=O_{дII7н}$.

Общият брой операции за алгоритъма, може да се определи от следните суми: $O_{дII1}+ O_{дII2ч}+ O_{дII3ч}+ O_{дII4ч}+ O_{дII5ч}+ O_{дII6ч}+ O_{дII7ч}+ O_{дII8ч}$ – за четни стойности на n и $O_{дII1}+ O_{дII2н}+ O_{дII3н}+ O_{дII4н}+ O_{дII5н}+ O_{дII6н}+ O_{дII7н}+ O_{дII8н}$ – за нечетни стойности на n. Пресмятайки сумите получаваме следни формули (18) и (19), съответно за четни и нечетни стойности на n за сценарий II.

$$O_{дIIч} = \frac{1}{6}n^3 + \frac{5}{2}n^2 + \frac{16}{3}n - 21 \quad (18)$$

$$O_{дIIн} = \frac{1}{6}n^3 + \frac{5}{2}n^2 + \frac{16}{3}n - 11 \quad (19)$$

Сравнявайки формули (4),(18) и (19), като заместим n със различни стойности се вижда, че за сценарий I на алгоритъма ще са му необходими повече операции, въпреки че при него стъпките 5 и 6 ще бъдат пропуснати. При разглеждане на други сценарии (повечко върхове за един подграф), то броя на операциите значително ще намалее защото графа ще бъде разделен на по малък брой подграфи. Следователно би могло да се приеме че сценарий I е най лошия случай за този алгоритъм.

ОЦЕНЯВАНЕ НА АЛГОРИТЪМ С ПРИПОКРИВАНЕ

Стъпка 1: За избирането на върха с най – малка степен следва да се определи колко съседни върха има всеки връх в графа. За целта е необходимо от матрицата на съседство, отново да се изчисли вектора α и да се определи за кой връх α приема най – малка стойност. По аналогия на стъпка две от алгоритъма с отделяне описан в [6] са необходими: $\frac{n(n+1)(2n+1)}{6}$ операции за пресмятане на α и n операции за сравнение. От това следва че необходимия брой операции за стъпката е:

$$O_{п1} = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6} + n \quad (20)$$

Стъпка 2: За тази стъпка са необходими толкова на брой операции колкото са съседните върхове. Стъпката ще се повтаря n на брой стъпки (за всеки избран връх в I_k). Най-лошия случай за тази стъпка е когато съседите са толкова на брой, колкото са всичките оставащи върхове извън множеството I_k. Следователно при първото изпълнение на стъпка 2 съседите ще са *(n-1)*, при второ *(n-2)*, при трето *(n-3)* и т.н. От тука следва, че за да изчислим броя операции за стъпката, то трябва да се пресметне следната редица: (n-1)+(n-2)+…..+3+2+1+0. След извършване на математическите действия се получава формула (20) чрез която може да се изчислят необходимия брой операции за тази стъпка.

$$O_{п2} = \frac{n(n-1)}{2} \quad (21)$$

Стъпка 3: За тази стъпка е необходимо да се пресметне теглото за избрания връх в I_k и то да се добави в множеството P. Това може да се направи с определена функция която по правилата се брои за 1 операция. За добавянето на теглото в P е необходима още една операция. Така за всяко изпълнение на тази стъпка ще са необходими по 2 операции. Следователно броя на операциите за стъпка 3 е $O_{п3}=2n$.

Стъпка 4: За проверката в тази стъпка е необходима 1 операция за сравнение. Стъпката ще се изпълни n пъти (за всеки избран връх в I_k). Следователно максималния брой операции е: $O_{п4}=n$

Стъпка 5: За определяне на теглото за всеки връх j в текущия ред на J е необходимо да се определят броя на външните съседи на върховете от подграфа образуван от множеството I_k и връх j. Това може да стане като се използва матрицата на съседство на графа G и се определят елементите на вектора α, като се имат в предвид само тези върхове които са външни за посочения подграф. При първото изпълнение на стъпката броя на тези върхове е (n-2), при второто изпълнение е (n-3) и т.н. Като се има в предвид че α се пресмята за всеки връх, като събираемите са броя на върховете то се получава следната редица:

$(n-1)^2+(n-2)^2+(n-3)^2+…..+3^2+2^2+1^2$

След като се определят теглата, то те трябва да се добавят в множество M. Броя на

необходимите операции съответства на броя на външните върхове. Следователно за да се определят е необходимо да се пресметне следната редица:

(n-2)+(n-3)+(n-4)+….+3+2+1

Събирайки двете редици се получава че максималния брой операции за стъпка 5 се изчислява с формула (22).

$$O_{п5} = \frac{n(n-1)(2n-1)}{6} + \frac{(n-1)(n-2)}{2} \quad (22)$$

Стъпка 6: За намирането на позицията на най – малкото тегло от множеството M се извършват *(n-2)* на брой сравнявания. Ще е необходима и 1 операция за добавяне на елемент към множеството I_k. Тази стъпка ще се повтори *(n-1)* на брой пъти, колкото е броя на външните върхове. При всяко повторение броя на върховете ще намаля с един. Следователно броя на операциите може да се изчисли от следната редица:

{(n-2)+1}+{(n-3)+1}+….+{2+1}+{1+1}+{0+1}

Пресмятайки редицата се получава формула (23):

$$O_{п6} = \frac{n(n-1)}{2} \quad (23)$$

Стъпка 7: Подобно на стъпка 6 за намирането на позицията на най – малкото тегло ще са необходими m на брой операции. Тази стъпка ще се повтаря толкова на брой пъти колкото подграфи се получат, приблизително n/m. Следователно общия брой операции за тази стъпка, може да се пресметне от формула (24):

$$O_{п7} = \frac{nm}{m} = n \quad (24)$$

Стъпка 8: Тази стъпка образува k – тия подграф. В него се добавят избраните върхове от I_k. Това са върховете преди конкретната позиция. В най – лошия случай тази позиция би отговаряла на m. Подобно на предходната стъпка отново има n/m на брой повторения. Следователно $O_{п8}=O_{п7}=n$.

Стъпка 9: Аналогично на стъпка 8 се получава $O_{п9} = n$.

Стъпка 10: За изпълнението на стъпката, необходимия брой операции ще е 2 пъти по броя на общите върхове (z). Стъпката ще се изпълни толкова на брой пъти колкото подграфи се получат. Следователно максималния брой операции е: $O_{п10} = 2zn$.

Стъпка 11: Имайки в предвид правилото за брой операции при премахване на елемент от множество, то ще са необходими толкова операции колкото върхове ще се премахват, т.е. $O_{п11}=3n$.

Общият брой операции за алгоритъма може да се определи от следната сума $O_{п1}+O_{п2}+O_{п3}+O_{п4}+O_{п5}+O_{п6}+O_{п7}+O_{п8}+O_{п9}+O_{п10}+O_{п11}$, от която се получава следната формула:

$$O_{п} = \frac{2}{3}n^3 + \frac{3}{2}n^2 + \frac{47+2z}{6}n + 1 \quad (25)$$

ОЦЕНЯВАНЕ НА АЛГОРИТЪМА С НЕПРИПОКРИВАНЕ

Като се има в предвид най – лошия случай m=1, и че всеки връх е свързан с всеки, то алгоритъма, ще раздели съответния граф на един подграф. Това е така понеже ще се изпълнят само някои от стъпките на алгоритъма по веднъж. Върха в този граф ще бъде първия връх, а всички останали ще са отбелязани като външни. Следващите параграфи са оценени само стъпките които ще се изпълнят

Стъпка 1: Като се има в предвид най лошия случай и оценката от стъпка 1 на алгоритъма с припокриване се получава че $O_{н1}=O_{п1}$.

Стъпки 2: За тази стъпка са необходими толкова на брой операции колкото са и съседните върхове. За най лошия случай следва че $O_{н2}=(n-1)$.

Стъпка 3 и 4: Като се има в предвид анализа на оценките за стъпки 3 и 4 от алгоритъма с припокриване се стига до извода че $O_{н3}=2$ и $O_{н4}=1$.

Стъпки 8: За тази стъпка има само една стойност в множеството P. Следователно е необходима само една стъпка за извеждане на резултата, т.е. $O_{н8}=1$.

Стъпка 9: Въз основа на твърденията за стъпка 8 от алгоритъма с припокриване и това че тази стъпка няма да се повтаря, то следва че $O_{н9}=1$.

Стъпка 10: Броя на операциите в тази стъпка е равен на броя на външните върхове. За най лошия случай това е *(n-1)*. Т.е. $O_{н10}=(n-1)$.

Стъпка 11: За изчистване на множествата са необходими толкова на брой операции

колкото върхове има във всяко от тях. Т.е. за множеството I_k е необходима *1* операция, за *J – (n-1),*а за множеството *P* е необходима *1*. Следователно $O_{н11}=1+(n-1)+1=(n+1)$.

Останалите стъпки няма да се изпълнят и за тях не са необходими операции. Следователно общият брой операции за алгоритъма може да се определи от следната сума $O_{н1}+O_{н2}+O_{н3}+O_{н4}+O_{н8}+O_{н9}+O_{н10}+O_{н11}$ от която се получава формула (26):

$$O_{\text{н}} = \frac{1}{3}n^3 + \frac{1}{2}n^2 + \frac{25}{6}n + 4 \qquad (26).$$

РЕЗУЛТАТИ И ИЗВОДИ

С предложената методика са определени оценките за сложност на отделните алгоритмите за декомпозиция. Те са изследвани с различни графови модели, като е определен максималният брой операции за всеки от тях. Получените резултати са представени в табл. 1 и 2.

В табл. 1 е отразена оценката за алгоритмите с отделяне [6] и добавяне, а в табл. 2 - за алгоритмите с припокриване и неприпокриване. Тя е представена чрез максималния брой върхове за съответния алгоритъм. Оценката е отбелязана с буквата O и долен индекс отговарящ на първата буква от името на алгоритъма. С буквата n е отбелязан броя на върховете за съответния графов модел, за който е получена тази оценка.

Табл.1. *Оценка на алгоритмите с добавяне и отделяне*

n	**O_O**	**$O_Д$**
14	4 317	1 197
22	15 233	4 173
63	315 271	87 731
100	1 226 248	343 993
600	254 157 498	72 363 993

Табл.2. *Оценка на алгоритмите с припокриване и неприпокриване*

n	**$O_П$**	**$O_Н$**
14	2 334	1 075
22	7 998	3 887
63	173 146	85 600
100	682 451	338 754
600	144 544 701	72 182 504

За тези резултати могат да се направят следните изводи:

- С нарастване броят на върховете многократно нараства и броят на използваните операции
- За графови модели, при които теглото на върховете е по – голямо от максималния брой върхове за един подграф, то алгоритъма с добавяне е по – добър от алгоритъма с отделяне.
- За графови модели, при които теглото на върховете е по – голямо от максималния брой върхове за един подграф, то алгоритъма с неприпокриване е по – добър от алгоритъма с припокриване

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разгледана е методика за оценяване на алгоритмите. Тя е приложена върху алгоритмите за декомпозиция. Представени са резултати от оценяване на алгоритмите. Получените резултати могат да се използват при избор на алгоритъм.

БЛАГОДАРНОСТИ

Настоящият документ е изготвен с финансовата помощ на договор № 2006Е за провеждане на научни изследвания по проект на тема: „IoT-базирана услуга за персонализирано доставяне на съдържание и автоматично профилиране на клиентите“ към Технически университет – Габрово.

REFERENCE

[1]. Cormen, Thomas H., Charles E. Leiserson, Ronald L. Rivest., Introduction to Algorithms. Cambridge, MA: MIT Press, 1990.

[2]. Nakov P., P. Dobrikov, Programming = ++Algorithms, TopTeam Co., Sofia, 2002.

[3]. Soltys M., An Introduction to the Analysis of Algorithms 2nd Edition, New Jersey: World Scientific, 2012.

[4]. Dinev M., V. Kukenska, MATLAB application for decomposition of graphs, XII International Conference Strategy of Quality in Industry and Education, Varna, Bulgaria, May 30 – June 02 2016, pp.537-542, ISBN 978-966-2752-71-7.

[5]. Dinev M., Structural Decomposition of graphs models, International Scientific Conference Unitech’2016 – Gabrovo, 18 – 19 November 2016, Volume II, pp. 215-218, ISSN 1313-230X.

[6]. Dinev M., V. Kukenska, P. Minev, Complexity of decomposition algorithm, International Scientific Conference Unitech’2018 – Gabrovo, 16 – 17 November 2018, Volume II, pp. 151-155, ISSN 1313-230X.

[7]. Dinev M., V. Kukenska, Clasification of decomposition algorithm, International Scientific Conference Unitech’2019 – Gabrovo, 15 – 16 November 2019, Volume II, pp. 127-130, ISSN 1313-230X.

UNIVERSITY COURSE TIMETABLING USING GENETIC ALGORITHMS

Ozan Akı[1]
[1] *Trakya University*

Abstract

Course timetabling problems are one of the optimization problems and these are also known as NP-Hard problems. A Course timetabling problem consists of many parametric optimizations to be considered. Due to the complexity of optimization, many timetabling problems are done manually by one of an experienced person. In this paper, solving the timetabling problem for universities has been discussed. Genetic algorithms have been used for the solution. Both hard and soft constraints have been taken into account. Hard constraints are ensured for conflicts while soft constraints are satisfied lecturers, classes, classrooms. Results have been discussed and compared with hand-made course time tables previously done with the same constraints.

Keywords: courses, timetable, genetic algorithm

INTRODUCTION

Timetables are used in planning the events in various organizations. The difficulty of generating timetables varies depending on the number of facts used in the timetables and the needs of the organizations. Generating schools or universities course time tables are one of these problems. These types of problems knowns as optimization problems and these are classified as NP-hard [1-3]. It cannot be solved through linear programming. Testing all possibilities takes nearly infinite trials and takes excessive time [4]. For this reason, timetables are generating either manually by humans or by heuristic programming methods.

Most of the timetables in universities are generating manually because each organization has its unique requirements. Or using specialized custom software (most of its own software) for doing it. There is no general-purpose timetabling application in the market that will meet all the requirements of all universities.

There are many studies about generating course timetables with different approaches. Genetic algorithms [2, 5-7], genetic and ant colony algorithms [8], genetic and simulated annealing algorithm [9, 10], genetic and hill-climbing algorithm [1, 11], quantum genetic evolutionary algorithm [12], adapted flower pollination algorithm [13], population-based incremental learning algorithm [14], localized island model genetic algorithm [15] are algorithms used in studies about solving university timetabling problem. Genetic algorithms and their derivatives have been widely used to solve the time scheduling problem.

This paper aims to generate real-world timetables automatically using genetic algorithms. Experiments on this paper have the same constraints as real-world timetable constraints and the performance of the algorithm has been evaluated with manually generated one with having the same constraints. The real-world test data and constraints were obtained from Ipsala Vocational School, Trakya University in Turkey. Experimental results were promising, with placements fairly close to the manual placement timetables.

PROBLEM DESCRIPTION

Timetabling the courses in universities has many constraints. Courses, lecturers, classes, classrooms, and timeslots are the main actors of these constraints. These must not be in the same timeslot more than once. In another saying, only one course of class with one teacher in a room must be in a single timeslot. [4, 9]. These constraints are also called as hard constraints and cannot be violated [4, 16].

Constraints other than hard constraints are non-essential and are called as *soft constraints [4]*. These are like smooth distribution of class's courses, some free periods for classes and lecturers, used number of classrooms and effective usage of classrooms' capacity and labs, classroom changes between courses, wishes of lecturers, or even walking distances or considering daylight effects related to the orientation of school building and location of classrooms. The last twos are extreme examples of soft constraints. Soft constraints are entirely dependent on school-specific requirements.

When hard constraints are once met, soft constraints will increase the satisfaction of the timetable in respect of defined conditions [4].

In this paper, four simple hard constraints are defined as followed

- Course duration must fit in same day periods. Cannot split between days.
- Courses of the same class cannot be in the same timeslot
- A lecturer cannot take more than one lesson in the same timeslot unless there is a combined lesson.
- A course cannot be in a timeslot when there is no available classroom met the number of students in this course.

Soft constraints are defined as follows:

- Selecting the fittest (chose classroom that the number of seats in a classroom should closer to the number of students) classroom if possible.
- Try to maximize lecturers total coefficiency for each timeslot
- Try to maximize classes total coefficiency for each timeslot

The algorithm aims to fulfill the hard constraints and then maximize overall soft constraints' coefficiencies.

METHODOLOGY

Genetic Algorithms has been used to generate possible optimal timetable solution. Core elements of genetic algorithms are chromosomes that have all information about one candidate solution. Each chromosome consists of genomes that smallest unit of the chromosome. A population has a certain number of chromosomes. Genetic operators, crossover, and mutation apply over to some selected chromosomes from the population. The new generation obtaining by adding new modified chromosomes to the current population. These steps recurring over and over until reached the threshold level.

In this study, chromosome length is determined by the number of courses. Each genome is consists of a timeslot and classroom tuple. A section of the chromosome is shown in figure 1.

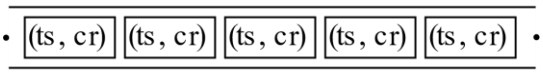


Fig. 1. *Representation of chromosome*

In figure 1, *ts* is the timeslot index that indicates the day and period in the timetable. *cr* is classroom index in timeslot *ts*. timeslot index *ts* is calculated from day *d* and period *p* as shown by formula 1.

$$ts = d \cdot Np + p \qquad (1)$$

In formula 1, N_p is the number of periods per day. By using this form of representation, a 1-dimensional chromosome was obtained for a 2-dimensional table. Thus, genetic operations and fitness calculations on a chromosome have been simplified.

In this study, fitness value is calculated by sums of weighted fitnesses of lecturers L_f, classes C_f, and the classrooms R_f. Chromosome fitness value K_f is calculating by formula 2.

$$K_f = \omega_l L_f + \omega_c C_f + \omega_r R_f \qquad (2)$$

Lecturers' fitness values are calculated by using coefficients for each timeslot. Each coefficient for a specific timeslot is representing the emotion of the timeslot if a course is assigned here. A typical coefficient is a real number that can have from -1.0 to +1.0 range and shown in formula 3

$$-1.0 \leq ts_c \leq 1.0, ts_c \in \mathbb{R} \qquad (3)$$

The negative values of coefficients represent the degree of unhappiness. Positive values of coefficients represent happiness degrees. Zero value indicates the neutral or doesn't care state.

These coefficient values have been entered in the timetable database for each lecturer for

each timeslot. For example, If a lecturer prefers to do his courses in early periods, coefficients in early periods can be set as positive values. Vise versa, If a lecturer wants to have spare periods or day, related coefficients can be set as negative values. Lecturers' happiness level calculation is shown in formula 4.

$$L_f = 1 - \frac{\sum_{i=0}^{Nts} L_{tci}}{\sum_{i=0}^{Nts} X_{tpi}} \quad (4)$$

In this formula, L_h is the lecturer fitness value, N_{ts} is the number of timeslots in the course timetable, L_{tci} is the lecturer's happiness coefficient value for the assigned course in timeslot *i.*

The fitness value of a class is dependent on a balanced distribution of courses along days in the course timetable. The value of *Cf* is calculating as in formula 5.

$$C_f = 1 - \frac{H_{cb}}{\sum_{i=0}^{Nd} \left| X_{ni} - \frac{N_c}{N_d} \right|} \quad (5)$$

In this formula, N_d is the number of days in the timetable, N_c is the total number of the courses of class, X_{ni} is the number of exams in the day *i* for class. H_{cb} is the best exam arrangement value.

Classrooms' happiness is related to its fullness rate as shown in formula 6.

$$R_f = 1 - \frac{N_s}{R_c} \quad (6)$$

In this formula, *Rf* is a classroom fitness value. N_s is the number of students for the course. R_c is the capacity of the assigned classroom for the course.

The genetic algorithm flowchart is shown in figure 2. By this flowchart, the initial population is creating first. Created new chromosomes always fulfill the hard constraints thanks to the chromosome creation algorithm prevents the violating of hard constraints. Thus, the calculation of fitness value represents only soft constraints' fulfillment. The genetic algorithm tries to maximize fitness value from negative values to the maximum possible positive value. The selection of chromosomes from the population is based on the elitism approach. Only chromosomes that have the best fitness values are selecting for the mating pool. Then doing crossover and mutation genetic operations over mating pool chromosomes. Then modified mating pool chromosomes' fitness values are calculating for selection and generation new generation. Only chromosomes that have better fitness value from chromosomes in the population are transferred to the new population. The algorithm process begins again until reaching the threshold fitness value or maximum iteration limit.

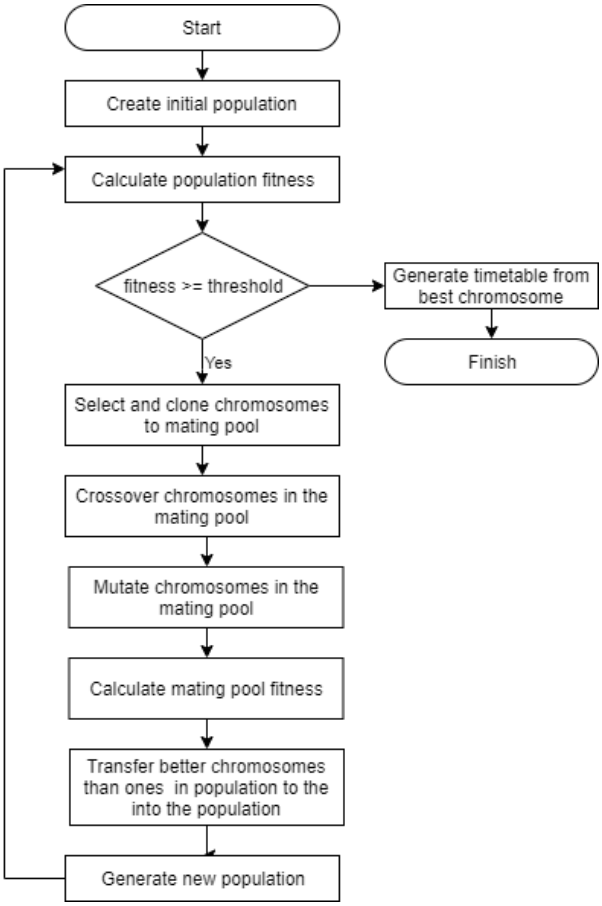


Fig. 2. *Flowchart of overall genetic calculations*

After reaching the fitness threshold value or iteration limit, the chromosome that has the best fitness value is selecting for the solution and converted to the timetable then saved as an HTML formatted file.

EXPERIMENTS

In the experimental phase of this study, all of the genetic algorithm functionalities are coded in Python. Software classes have been used as data structures to manage data in

algorithms. Each of the lecturers, classes, courses, classrooms have been storing within individual objects with their related data. These objects and object fields have been shown in figure 3.

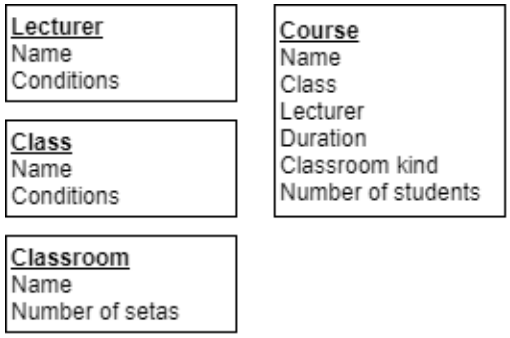


Fig. 3. *Classes of data structures*

All objects are created from stored text databases automatically. All needed data has been entered manually from a real-world timetable had been used in Ipsala Vocational School. The experimental time table information is shown in table 1.

Table. 1. *Timetable information*

Property	**Value**
Number of courses	106
Number of lecturers	20
Number of classrooms	12
Number of classes	12

RESULTS

Some test results with parametric variations are shown in table 2.

Table. 2. *Results with parametric variations*

	Experiments					
	1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
Population Size	30	30	30	40	60	100
Mating Poll Size	10	10	10	20	20	50
Crossover Rate (%)	1.89	5.66	11.32	1.89	1.89	5.66
Mutating Rate (%)	0.94	1.89	3.77	0.94	0.94	1.89
Working Duration	2:36	3:16	3:39	4:27	4:35	13:00
Fitness	0.278	0.497	0.858	0.250	0.334	0.369

Population and mating pool sizes remain unchanged while crossover and mutating rates have been changed in the experiments 1, 2, and 3. Population size and mating pool size are increased in experiments 4, 5, and 6. By inspecting the results, it has appeared that increasing crossover and mutating rates worsen the fitness. Increasing population and mating pool sizes with different rates have not significantly affected fitness value. Population and mating pool sizes have directly affected working duration. By evaluating fitness values along with working duration, there is no significant difference between better fitness values while working durations differ widely. As a result of evaluating experiment results, experiment 4's working parameters should be considered for generating timetables.

The fitness graph that drew during calculating generations for experiment 4 is shown in figure 4.

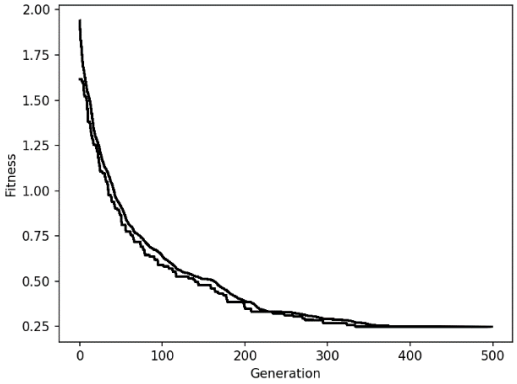


Fig. 4. *Fitness graph of experiment 4*

There are two curves in figure 4. The upper curve showing the mean fitness values in population over generations. The lower curve showing the best fitness values of the population over generations. The gap between curves shows the deviation between the mean and best fitness value. The narrow gap as in figure 4 means that all fitness values of chromosomes in the population are not far from the best chromosome fitness value.

When comparing the generated timetable and hand-made timetable with the same data and constraints show that, 44 of 106 courses are placed on the same day. 11 of 19 lecturers have a positive happiness score. But most lecturers have courses on the same day both in generated and hand-made timetables. 69 of 106 courses have a positive happiness score. By the overall consideration, the generated table can be used in real-world planning with some minor modifications by hand.

CONCLUSION

Experiments are showing that an automatically generated timetable with real-world data is almost ready for usage. Also, these timetables have been generated within a relatively very short time such as under 5 minutes. This genetic algorithm code can be converted to an application with some improvements and a user-friendly interface for supporting the person that making the timetables.

REFERENCE

[1] Yusoff, M. and N. Roslan. *Evaluation of Genetic Algorithm and Hybrid Genetic Algorithm-Hill Climbing with Elitist for Lecturer University Timetabling Problem*. in *International Conference on Swarm Intelligence*. 2019. Springer.

[2] Rezaeipanah, A., Z. Abshirini, and M.B. Zade, *Solving University Course Timetabling Problem Using Parallel Genetic Algorithm.* 2019.

[3] Jain, A., S. Jain, and P. Chande, *Formulation of genetic algorithm to generate good quality course timetable.* International Journal of Innovation, Management and Technology, 2010. **1**(3): p. 248.

[4] Febrita, R.E. and W.F. Mahmudy. *Modified genetic algorithm for high school time-table scheduling with fuzzy time window*. in *2017 International Conference on Sustainable Information Engineering and Technology (SIET)*. 2017. IEEE.

[5] Wiilams, K. and M. Ajinaja, *Automatic Timetable Generation Using Genetic Algorithm.* 2019.

[6] Modibbo, U., et al., *Genetic Algorithm for Solving University Timetabling Problem.* Amity Journal of Computational Sciences (AJCS) 3 (1), 43, 2019. **50**.

[7] Charan, S.S. and T. Nadu, *Timetable Generation–An optimal solution to the multi-constrained problem.* 2019.

[8] Mauluddin, S., I. Ikbal, and A. Nursikuwagus, *Complexity And Performance Comparison Of Genetic Algorithm And Ant Colony For Best Solution Timetable Class.* Journal of Engineering Science and Technology, 2020. **15**(1): p. 278-292.

[9] Hambali, A.M.O., Y.A. Dalhatu, M., *Automated University Lecture Timetable Using Heuristic Approach.* Nigerian Journal of Technology, 2020. **39**(1): p. 1-14.

[10] Gülcü, A. and C. Akkan, *Robust university course timetabling problem subject to single and multiple disruptions.* European Journal of Operational Research, 2020. **283**(2): p. 630-646.

[11] Roslan, N.B., *Lecturer Timetable Optimizer Using Genetic Algorithm with Hill Climbing Optimization Method (LETO 2.0).* 2019.

[12] Shuguang, L. and B. Lin. *Research on Complex Curriculum Arrangement Problem Based on Novel Quantum Genetic Evolutionary Algorithm*. in *2019 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*. 2019. IEEE.

[13] Sapul, M.S.C., R. Setthawong, and P. Setthawong. *Adapted Flower Pollination Algorithm for Lecturer-Class Assignment*. in *2019 International Conference of Artificial Intelligence and Information Technology (ICAIIT)*. 2019. IEEE.

[14] Rao, M.S., K.L. Prasad, and P. Anusha, *Automatic Timetable Generation Using PBIL Algorithm.* i-Manager's Journal on Information Technology, 2019. **8**(2): p. 31.

[15] Gozali, A.A., et al., *Solving university course timetabling problem using localized island model genetic algorithm with dual dynamic migration policy.* IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2019. **15**(3): p. 389-400.

[16] Boonyopakorn, P. and P. Meesad, *A Hybrid Immune Genetic Algorithm to Solve University Time Table Problems.* Walailak Journal of Science and Technology (WJST), 2017. **14**(10): p. 825-835.

UNIVERSITY EXAM TIMETABLING USING GENETIC ALGORITHMS

Ozan Akı[1]
[1] *Trakya University*

Abstract

Exam timetabling problems are one of the optimization problems and these are also known as NP-Hard problems. An exam timetabling consist of different constraints and satisfactions from course timetabling. In university exams, one of the significant difference from courses are exams can be done used multiple classrooms while courses use only one. In the exam timetabling, satisfying classes are more important than course timetabling. The number of exams per day, distributing hard exams, optimizing classroom usages are soft constraints but these are important as hard constraints. In this paper, solving an exam timetabling problem for universities has been discussed and examined. Genetic algorithms have been used for the generation candidate solution. Results have been discussed related to defined constraints.

Keywords: exam, timetable, genetic algorithm

INTRODUCTION

Exam timetables are just another optimization problem. These types of optimization problems are classified as NP-hard [1]. Solving by linear programming by testing all possibilities takes excessive time [2]. Exam time tables are similar to the course time tables but some requirements differ. In universities, course time tables must be done before each season. In Turkey, there are usually two semesters, fall and spring. Some universities have an extra summer semester. Course timetables are prepared two or three times per each year. On the other hand, depending on the number of exams in one semester, a typical university in Turkey must have to prepare a minimum of three exam timetables per semester and a minimum of 6 exam timetables per year. Furthermore, exam timetables have some additional complexities from course timetables [1].

Most of the exam timetables in universities are generating manually because each university or department has its unique physical resources and requirements. Generating exam timetables automatically can help the staff that dedicated to making timetables. Also, the resources of universities can be used efficiently.

There are many studies about generating course timetables with different approaches. But there are few papers specifically about exam timetabling.

Al-Hawari and et al. have been used a three-phase integer linear programming (ILP) approach for solving timetable problems [1]
Edis and et al. have been used two-phase integer linear programming to solve exam timetabling problems [3].
Huang and et al. have been proposed a new Memetic algorithm for generating exam timetables [4]. Burke and et al., and Soghier and et al. have been evaluated an adaptive selection of heuristics for improving exam timetables [5, 6]. Mansour and et al. have been used the scatter search technique for exam timetabling [7]. Komar and et al., have been used distributed evolutionary computation for solving exam timetabling [8].

This paper aims to generate real-world exam timetables automatically using genetic algorithms. Experiments have been performed with real-world data and constraints for testing algorithms' performances. For evaluating the generated exam timetable performance, Trakya University Ipsala vocational school exam tables that have been made by manually are used as reference and comparison.

PROBLEM DESCRIPTION

Exam timetabling differs from course timetabling in many respects. An exam

timetable consists of exams in timeslots such as courses. Dependent on the number of students of the exam, one or more classrooms can be used for examination. Also, examinators must be assigned to each dedicated classroom of the exam. In vocational schools, examinators are mostly lecturers. So, lecturers can have two different roles in the examination week. Assigning classrooms and balancing workloads of observers are as important as arranging exams in the timetable.

An exam timetable has two types of constraints. Hard constraints must have fulfilled. A class's exams cannot be in the same timeslot. There must be empty classrooms in the timeslot that total capacities meet the number of students. These are some examples of hard constraints.

Soft constraints improve the satisfaction of the exam timetable. A balanced distribution of class's exams over days, preventing hard exams arranged successively, spare timeslots for lecturers and students, lecturer preferences are some examples of soft constraints.

When hard constraints are once met, soft constraints will increase the satisfaction of the timetable in respect of defined conditions [2].

In this paper, hard constraints are defined as follows:

- Exams of the same class cannot be in the same timeslot
- A lecturer cannot have more than one exam in the same timeslot unless there is a combined exam.
- A lecturer cannot assign as an observer if there is own exam in the same timeslot.
- An exam cannot be assigned to the timeslot when there is no available classroom to meet the number of students in this exam.

Soft constraints are defined as follows:

- A balanced distribution of exams of classes along exam days.
- Avoiding assigning hard exams on the same day for any class.
- Selecting the fittest capacity of the combination of classrooms (chose classrooms that total capacity should closer to the number of students)
- Distribute workloads of the observers evenly.
- Try to maximize lecturers total coefficiency for each timeslot
- Try to maximize classes total coefficiency for each timeslot

The algorithm aims to fulfill the hard constraints first and then maximize the overall soft constraints' score.

METHODOLOGY

Genetic Algorithms have been used to solve optimization problems such as timetables. Core elements of genetic algorithms are genomes. Chromosomes are consist of genes and have all information about any candidate solution. A population consists of a certain number of chromosomes. Genetic operators, crossover, and mutation apply over to some selected chromosomes from the population. The new generation obtaining by adding new modified chromosomes to the current population. These steps recurring over and over until reached the threshold level.

In this study, chromosome length is determined by the number of exams. Each genome is consists of a timeslot, a list of classroom indices, and an observers indices list for each classroom index. A section of the exam chromosome is shown in figure 1.

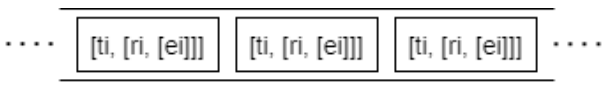


Fig. 1. *A section of an exam chromosome*

In figure 1, *ti* is the timeslot index that indicates the day and period in the timetable. *ri* is classroom index in timeslot *ti*. timeslot index *ti* is calculated from day *d* and period *p* as shown by formula 1.

$$ti = d \cdot N_p + p \qquad (1)$$

In formula 1, N_p is the number of periods per day. By using this form of representation, a 1-dimensional chromosome has been obtained. Thus, genetic operations and fitness calculations on a chromosome have been simplified. Recurred lists in each genome seem to increase calculation iteration but inner lists mostly will not have items more than a few.

The overall fitness value has been calculated as weighted sums of fitnesses of lecturers L_f, classes C_f, classrooms R_f, *and* observers O_f. Chromosome fitness value K_f is calculating as formula 2.

$$K_f = \omega_l L_f + \omega_c C_f + \omega_r R_f + \omega_e O_f \qquad (2)$$

Lecturers, classes, classrooms, and observers can have different weights in the sum of fitness calculation dependent on the importance of objectives.

Lecturers' fitness values are calculating from coefficient values for each timeslot entered the database along with lecturers' data. These coefficients are can vary between -1.0 to 1.0. These coefficients are indicated the lecturers' happiness for each timeslot. Negative values represent the ratio of unhappiness while positives ones are happiness. Zero value indicates the neutral or doesn't care state. L_h lecturer fitness value is calculating as formula 3.

$$L_f = 1 - \frac{\sum_{i=0}^{Nts} L_{tci}}{\sum_{i=0}^{Nts} X_{tpi}} \qquad (4)$$

In this formula, L_f is the lecturer fitness value, N_{ts} is the number of timeslots in the exam table, L_{tci} is the lecturer's happiness coefficient value for the assigned exam in timeslot i and has been shown in formula 5. X_{tpi} is the coefficient values assigned exams for timeslot I and has been shown in formula 6.

$$L_{tci} = \begin{cases} L_{tci}, & L_{tci} \geq 0 \\ 0, & L_{tci} < 0 \end{cases} \qquad (5)$$

$$X_{tpi} = \begin{cases} X_{tpi}, & X_{tpi} \geq 0 \\ 0, & X_{tpi} < 0 \end{cases} \qquad (6)$$

The fitness value of a class is dependent on a balanced distribution of exams along days in the exam timetable. The value of C_h is calculating as in formula 7.

$$C_f = 1 - \frac{H_{cb}}{\sum_{i=0}^{Nd} \left| X_{ni} - \frac{N_x}{N_d} \right|} \qquad (7)$$

In formula 7, N_d is the number of days in the exam timetable, N_x is the total number of the exam of class, X_{ni} is the number of exams in the day i for class. H_{cb} is the best exam arrangement value.

Classrooms' fitness values are related to its fullness rate and calculated as formula 8.

$$R_f = \frac{R_{tu}}{N_r} \cdot 1 - \frac{N_s}{\sum_{r=0}^{Nr} R_{cr}} \qquad (8)$$

In this formula, R_f is a classroom fitness value. R_{tu} is the number of used classrooms for the exam. N_r is the total number of classrooms. N_s is the number of students for the exam. R_{cr} is the total capacity of assigned classrooms for the exam.

Observers' fitness values depend on the equality of workloads and are calculated by formula 9.

$$O_f = \frac{\sum_{e=0}^{Ne} \frac{O_{tp}}{N_e} - O_{tpi}}{O_{tp}} \qquad (9)$$

In formula 9, O_f is the fitness value of observers. N_e is the number of the observer (also it is the number of lecturers if all lecturers are observers). O_{tp} is the total number of tasks. O_{tpi} is the observer's number of tasks.

The genetic algorithm flowchart is shown in figure 2. By this flowchart, the initial population is creating first. Created new chromosomes always fulfill the hard constraints thanks to the chromosome creation algorithm prevents the violating of hard constraints. Thus, the calculation of fitness value represents only soft constraints' fulfillment. The genetic algorithm tries to minimize total fitness value K_h. The selection of chromosomes from the population is based on the elitism approach. Only chromosomes that have the best fitness values are selecting for the mating pool. Then doing crossover and mutation genetic operations over mating pool chromosomes. Then modified mating pool chromosomes' fitness values are calculating for selection and generation new generation. Only chromosomes that have better fitness value from chromosomes in the population are transferred to the new population. The algorithm process begins again until reaching

the threshold fitness value or maximum iteration limit.

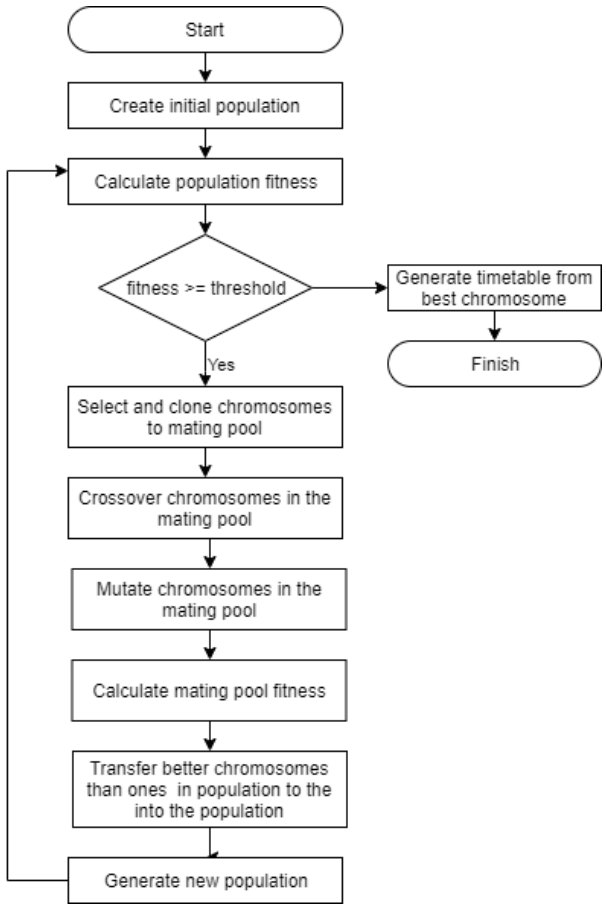


Fig. 2. *Flowchart of overall genetic calculations*

After reaching the fitness threshold value or iteration limit, the chromosome that has the best fitness value is selecting for the solution and converted to the exam timetable then saved as an HTML formatted file.

EXPERIMENTS

In the experimental phase of this study, all of the genetic algorithm functionalities are coded in Python. Software classes have been used as data structures to manage data in algorithms. Each of the lecturers, classes, exams, classrooms have been storing within individual objects with their related data. These objects and object fields have been shown in figure 3.

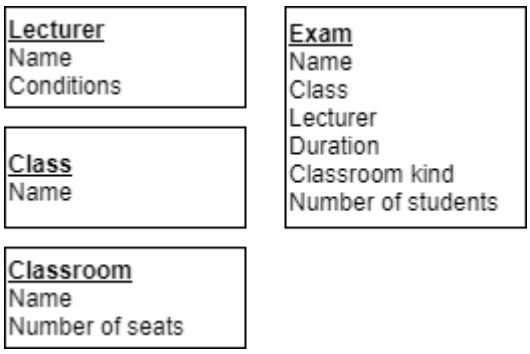


Fig. 3. *Classes of data structures*

All objects are created from stored text databases automatically. All needed data has been entered manually from a real-world exam timetable had been used in Ipsala Vocational School. The experimental timetable information is shown in table 1.

Table. 1. *Exam timetable information*

Property	**Value**
Number of exams	106
Number of lecturers	20
Number of classrooms	12
Number of classes	12

RESULTS

Some test results with parametric variations are shown in table 2.

Table. 2. *Results with parametric variations*

	Experiments					
	1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
Population Size	30	30	30	40	60	100
Mating Poll Size	10	10	10	20	20	50
Crossover Rate (%)	1.89	5.66	11.32	1.89	1.89	1.89
Mutating Rate (%)	0.94	1.89	3.77	0.94	0.94	0.94
Working Duration	3:01	3:01	3:00	5:20	5:20	12:18
Fitness	0.180	0.180	0.277	0.178	0.180	0.179

In the first three experiments, population and mating pool sizes are fixed while crossover and mutation rates have been increased. In experiments 4, 5, 6 crossover and mutation rates are fixed while population and mating pool sizes have been increased.

By the limit of 500 iterations, the best fitness value is about 0.180 has been obtained. When the results are examined, it seems that increasing rates of crossover and mutation worsen fitness. Also, increasing the population and mating pool sizes did not affect the fitness value, but the duration of the study increased proportionally. As a result of evaluating experiment results, experiments 1, 2, 4, 6 have the best fitness values. But when evaluating for the working duration, experiments 1 and 2 have got minimum working durations.

The fitness graph that has been drawing during the calculating generations for experiment 1 is shown in figure 4.

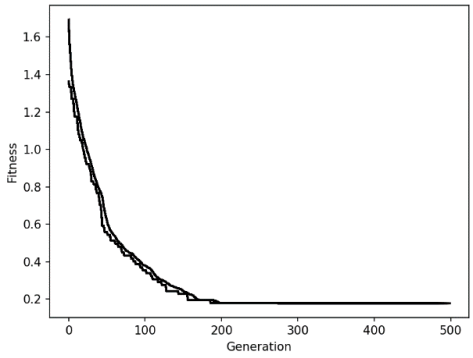


Fig. 4. *Fitness graph of experiment 1*

There are two curves in figure 4. The upper curve showing the mean fitness values in population over generations. The lower curve showing the best fitness values of the population over generations. The gap between curves shows the deviation between the mean and best fitness value. The narrow gap as in figure 4 means that all fitness values of chromosomes in the population are not far from the best chromosome fitness value.

When the generated timetable is examined, it seems that all lecturers' happiness coefficients have been fulfilled. Also, lecturers' workloads as observers for exams has been distributed smoothly. There are only ±2 differences in workloads between observers' tasks. Classes' exams distribution along days in the timetable has not been good as expected. It was observed that most of the classes had one spare day on the timetable, while there is more than one exam on the other days. Classroom fitnesses have been mostly filled by 73% to 97% fullness rates. But the number of usages of classrooms is unbalanced. One classroom has been assigned 19 times but another one only one. It may be considered to change the weight value of the classroom in fitness calculation or to rearrange the classroom fitness formula.

CONCLUSION

Experiments are showing that an automatically generated exam timetable with real-world data is almost ready for usage by some modification by hand. Also, these exam timetables have been generated within a relatively very short time such as under 5 minutes. With the improvement of the genetic algorithm, it has been observed that it is possible to obtain outputs very close to the manually placed timeline.

REFERENCE

[1] Al- Hawari, F., et al., *A practical three- phase ILP approach for solving the examination timetabling problem.* International Transactions in Operational Research, 2020. **27**(2): p. 924.

[2] Febrita, R.E. and W.F. Mahmudy. *Modified genetic algorithm for high school time-table scheduling with fuzzy time window*. in *2017 International Conference on Sustainable Information Engineering and Technology (SIET)*. 2017. IEEE.

[3] Rahime Sancar, E. and E. Emrah Bünyamin, *Gerçek bir sınav çizelgeleme problemi için iki aşamalı çözüm yaklaşımı.* A two-phase solution approach for a real-life examination timetabling problem, 2020. **25**(1): p. 71-81.

[4] Huang, W., G. Yi, and S. He, *Memetic algorithm and its application to the arrangement of exam timetable.* Statistics, Optimization and Information Computing, 2016. **4**(2): p. 147-153.

[5] Burke, E., R. Qu, and A. Soghier, *Adaptive selection of heuristics for improving exam timetables.* Annals of Operations Research, 2014. **218**(1): p. 129-145.

[6] Soghier, A. and R. Qu, *Adaptive selection of heuristics for assigning time slots and rooms in exam timetables.* Applied Intelligence: The International Journal of Artificial Intelligence, Neural Networks, and Complex Problem-Solving Technologies, 2013. **39**(2): p. 438.

[7] Mansour, N., V. Isahakian, and I. Ghalayini, *Scatter search technique for exam timetabling.* Applied Intelligence, 2011. **34**(2): p. 299.

[8] Komar, M., D. Grbic, and M. Cupic, *Solving exam timetabling using distributed evolutionary computation*. 2011. p. 301-306.

МОДЕЛИРАНЕ НА ПРОЦЕСИ В ИНФОРМАЦИОННИТЕ СИСТЕМИ

Валентина Кукенска
Технически университет - Габрово

PROCESS MODELING IN INFORMATION SYSTEMS

Valentina Kukenska
Technical University of Gabrovo

Abstract

The modeling of processes in information systems is related to the description of the way of their devepolment. Most often it is abstract and is presented from a certain point of view. Can describe the individual roles of the participants in the development; the activities that each role must perform; data conversion actions; input, output parameters and dependencies.

Modeling languages, description templates, diagrams, functions, functional trees, etc. are used to model software processes in information systems. Petri nets, generalized networks, finite state machines, etc. can be used as modeling tools. The choice of modeling tool is related to the approach used in the design of information systems.

This report examines models of software processes related to different approaches to information systems design.

Keywords: modeling; processes modeling; information systems.

ВЪВЕДЕНИЕ

Моделирането на процеси в информационните системи е свързано с описание на начина на тяхното разработване. Най-често то е абстрактно и е представено от определена гледна точка. Може да описва отделните роли на участниците в разработката; дейностите, които всяка роля трябва да реализира; действия, свързани с преобразуване на данни; входни, изходни параметри и зависимости.

За моделирането на софтуерните процесите в информационните системи се използват езици за моделиране, шаблони за описание, диаграми, функции, функционални дървета и др. Като средства за моделиране могат да се използват мрежи на Петри, обобщени мрежи, крайни автомати и др. Изборът на средство за моделиране е свързан с използвания подход при проектиране на информационните системи.

В този доклад се разглеждат различни модели на софтуерни процеси, свързани с различни подходи при проектиране на информационни системи.

ИЗЛОЖЕНИЕ

1. Моделиране на процеси.

Моделът на процес представлява абстрактно описание на начина на разработване на информационната система, представено от определена гледна точка. В зависимост от нея моделите на процесите се разделят на:

- **Модел на потока от данни (dataflow model)** – представя дейностите, свързани с преобразуване на данни.
- **Модел на потока от дейности (workflow model)** – представя последователността от дейности, които се извършват в процеса на разработка на информационните системите.
- **Модел на роля/действие (role/action model)** – описва отделните роли на участниците в разработката на системи-

те, както и дейностите, които всяка роля трябва да извърши.

Моделите на процесите могат да бъдат описателни и предписателни. **Описателните модели** описват историята на разработването на информационните системи. Тези модели са специфични за всяки тип система.

Предписателни модели показват как трябва да се разработи новата информационна система. Те се използват като рамки за организиране и структуриране на дейностите и тяхното изпълнение във времето.

Едни от известните и използвани предписателни модели са:

Каскаден модел (модел на водопада)

Този модел предлага последователен подход при разработването на информационните системи. При него разработването на системите е разделено на пет основни стъпки/дейности:

1. събиране на изискванията към системата;
2. планиране – изготвяне на график;
3. анализ и проектиране;
4. реализация (генериране на код) и тестване;
5. внедряване и поддържане.

Моделът на водопада има следните характеристики:

- всяка дейност трябва да бъде завършена, преди да се премине към следващата;
- всяка стъпка завършва с документиране;
- ясно определени роли на разработчиците на системата;
- ясен и лесен за разбиране процес на разработване;
- трудно се адаптира към променящи се изисквания на клиента в процеса на разработката.

Модел на бързата разработка (RAD-Rapid Application Development)

Този модел има за цел да се намали времето за разработка на информационните системи. Основа се на модела на водопада. За разлика от него тук дейности 3 и 4 (виж каскаден модел) да се реализират паралелно от екипа разработчици. Например, всеки от екипа или един екип да проектира и разработва модул и/или различна фунцкионалност от информационната система.

Намаляване навремето за разработка може да се постигне и чрез средства за автоматично генериране на код, както и чрез имплементиране на готови софтуерни компоненти.

Еволюционни (фазови) модели

Фазовите модели могат да бъдат постъпкови (инкрементални) и итеративни.

Инкрементален (постъпков) модел

При инкременталният модел разработката на информационната системата се реализира на стъпки, като всяка стъпка се доставя само част от цялата функционалност. При него на клиента се предоставят последователност от версии, наречени инкременти. Всяка следваща версия има повече функционалностти от предходната.

Итеративен модел

При този модел на клиента се доставя цялостно решение (система). На всяка следваща итерация се доставя все по-добра (по-завършена и с по-добро качество) версия на информационната система.

Фазовите модели имат следните характеристики:

- на всяка стъпка се доставя част от функционалността на системата и клиентът може да я използва, преди да е готова цялата система;
- първите стъпки могат да служат като прототип, чрез които да се определят изискванията към следващите стъпки от реализацията на системата;
- по-малък риск от неуспех на целия проект;
- позволява използването на нови технологии в самия процес на разработка.

Прототипен модел

Основната цел на прототипния модел е създаване на прототип, които да извлече или валидира изискванията към информационната система. Има два типа прототипи – еволюционен и хвърлен (throwaway). Целта на еволюционния прототип е да достави на потребителя работеща система, а на хвърления - да подпомогне специфицирането на изискванията към системата.

Прототипният модел може да се използ-

зва самостоятелно и в комбинация с другите модели. Неговото използване е удачно в проекти, за които не са достатъчно ясни потребирелските изисквания и дизайна на информационната система.

Спираловиден модел

Този модел се представя чрез спирала. Всяко пълно завъртане по спиралата представлява една стъпка от разработката. Специфична негова характеристика е анализ на риска. Спираловидният модел е итеративен подход и има множество точки от прогреса (anchor point milestones). При него при всяко завъртане по спиралата се преминава през следните четири сектора:

1. Определяне на целите – определят се целите на текущата фаза от разработката;
2. Оценка на риска – идентифицират се и анализират се потенциалните рискове. Предприемат се действия за намаляването или елиминирането им.;
3. Разработка и валидиране – избира се модел за разработка на текущата фаза;
4. Планиране – анализира се текущото състояние и се планира следващото завъртане по спиралата.

Спираловидният модел е подходящ при разработване на големи информационни системи. Той може да се прилага през целия жизнен цикъл на системите.

1.2. Езици за моделиране на процеси.

Езиците за моделиране на процеси се използват за представяне на характеристиките на софтуерните процеси. Те имат за цел подпомагане на разбирането, дизайна, симулирането, опимизирането и поддържането на процеса. Чрез тях се описват дейностите, които трябва да се извършат, ролите на участниците в процеса и средствата, които се използват при проектиране и реализация на информационни системи.

Класификацията на езиците за моделиране на процеси може да се направи по различни критерии/признаци.

Спрямо тяхната организация езиците за моделиране на процеси се разделят на:

- **Entity – Relation** – организирани са като същности, с връзки между тях. Използват се основно за моделиране на процеси в информационните системи.
- **Role – Interaction** – описват ролите и техните взаимоотношения.
- **Object - Oriented** – основна единица при тях е обект. За всеки обект се описват данни и функционалност.

Спрямо тяхната формалност езиците за моделиране на процеси се разделят на:

- **Формални** – представят се чрез формален систаксис и семантика;
- **Полуформални** – обикновено имат графично представяне с формален синтаксис и неформална семантика (могат да бъдат интерпретирани по различен начин);
- **Неформални** – нямат строго дефинирани правила, а смисълът на конструкциите им е от реалния опит и употреба.

За моделиране на процеси в информационните системи се изпозват следните типове езици:

- **Дескриптивни** (логически) – използват правила или тригери.
- **Мрежово базирани** (езици на базата на мрежи) – представят процесите като мрежи, мрежи на Петри, обобщени мрежи, системи за масово обслужване и др.
- **Императивни** – базирани на езиците за програмиране. Процесът е представен като програма.

1.3. Шаблони за описание на процес.

Шаблонът е описание на решение на общ проблем или въпрос, на базата на което може да се извлече детайлно решение на специфичен проблем.

Шаблон на процес е шаблон, които описва подход и/или последователност от действия за разработване на софтуер. Той представлява структурирано описание на процес. Описва какво трябва да се направи, а не как трябва да се направи.

Шаблоните могат да бъдат дефинирани на различни нива на абстракция. По нарастваща степен на абстрактност типовете шаблони са:

Шаблон на задача на процес (Task process patterns) – описва отделни стъпки за извършване на действие или задача, които са част от процеса;

Шаблон за етап на процес (Stage process patterns) – преставя стъпките, които се извършват в рамките на една базова дейност на процеса;

Шаблон за фаза на процес (Phase process patterns) – дефинира последовател-

ността и взаимодействието между базови дейности в рамките на процеса.

Всеки шаблон на процес трябва да съдържа следните елементи:

- ✓ Начален контекст – описва условията, които трябва да са налице, за да е приложим шаблонът;
- ✓ Проблем – описание на проблема, които трябва да се реши;
- ✓ Решение – описва се какво прави шаблонът с цел да разреши проблема. За целта могат да се използват както текстове, така и диаграми;
- ✓ Краен контекст – какви дейностти трябва да са изпълнени, какво трябва да е състоянието на процеса, каква информация е обработена/събрана;
- ✓ Шаблони с които е свързан – списък на всички шаблони на процеси, които са директно свързани с този шаблон.
- ✓ Начин на употреба – описание на случаите, в които шаблонът е приложим.

Шаблоните на процеси предоставят ефективен механизъм за описание на всеки софтуерен процес. Те позволяват да се разработи йерархично описание на процесите на разработка на информационните системи от най-високото до най-ниското ниво на абстракция.

1.4. Функции и функционални дървета.

Функциите обикновено описват определени дейности или задачи в дадена проблемна област. Те доставят определени изходни данни на основата на входни данни и предизвикват промяната на съдържанието или структурата на определени данни. Като функции могат да се представят различни задачи, които трябва да изпълнява разработваната информационна система. Функции могат да бъдат подпрограми (функции, процедури, методи) на език за програмиране, избран за реализация на системата.

Декомпозирането на задачите на по-прости функционални идентичности може да се представи като функционално дърво. То представя определена йерархия от функции (Функции→ Подфункции→...). Възможни са различни интерпретации на една такава йерархия.

Основните характеристики на функционалните дървета са следните:

- ✓ Представят концепция за систематична разработка и декомпозиция на сложни проблеми (системи);
- ✓ Дават първоначална насока за представяне на диалога между участниците в процеса;
- ✓ Представят само функционалния аспект на системите.

1.4. Диаграми на потока от данни.

Диаграмите на потока от данни (Data Flow Diagrams – DFDs) представят разработваната система като един информационен поток от данни между функции, памет и интерфейси. При движението данните могат да бъдат трансформирани от един в друг вид.

Съществуват различни възможности за представяне на потоците от данни. Една от тях е за базовите елементи на диаграмите да се използват следните графични символи:

- ✓ Поток от данни – представя се като именувана стрелка;
- ✓ Функция (съответства на процес) - представя се като именувана обръжност;
- ✓ Памет (място за съхранение на данни) - представя се като две паралелни линии, между които се задава името;
- ✓ Интерфейс (към външни обекти) - представя се като правоъгълник, именуван с името на интерфейса.

Базовите елементи могат да се комбинират за представяне на по-сложни структури на информационни потоци.

Приложението на диаграмите на потока от данни е свързано със следните правила:

- Всяка диаграма трябва да съдържа поне енин външен обект;
- Всеки външен обект се представя само веднъж;
- Всеки поток от данни има име;
- Между интерфейсите към външни обекти не се представят потоци от данни;
- Между външните обекти и паметите трябва винаги да се дават функции.

Диаграмите описват потоци от данни. Те не съдържат възможности за разклонения и цикли. Интерфейсите в диаграмите трябва да се избират така, че да дават ясна представа за оригиналния източник или предназначение на информацията. Изборът на

интерфейси не зависи от конкретния начин на въвеждане на информацията.

Диаграмите на потоци от данни лесно се създават и са лесни за разбиране.Те съдържат повече информация от функционалните дървета.

1.5. Диаграми на сценарии.

Сценариите се представят като диаграми, които описват:

- ✓ Биснес процесите в една информационна система;
- ✓ Връзките между бизнес процесите;
- ✓ Връзките между бизнес процесите и актьорите на системата.

Сценариите описват функционални изисквания към разработвано приложение.

Бизнес процесите обикновено се описват като сценарии за използване (use cases).

При създаване на диаграми за използване анализаторите първо идентифицират актьорите на системата, а след това и самите сценарии. Актьорите на системата са субектите на разработваната система. Те могат да бъдат един или група потребители, както и различни видове външни устройства или софтуер.

Актьорите представят определени роли, които потребителите изпълняват при работа със системата. Формално те се дефинират като субекти, които комуникират с информационната систе-мата и са външни за нея.

Принципната разлика между потребител и актьор се състои в това, че потребителят може да изпълнява различни роли, докато на актьорът се присвоява само една.

За представяне на сценариите могат да се изполват различни инструменти:

- ✓ Текстово представяне (текстова схема) – шаблон на естествен език, по който трябва да се опише всеки сценарий;
- ✓ Диаграми на сътрудничество (collaboration diagrams) – представят сценариите като обекти на информационната система и връзки между тях. Представят се и съобщенията, обменяни между обектите;
- ✓ Диаграми на последователности (sequence diagrams) – при тях обменяните съобщения са подредени последователно във времето;
- ✓ Диаграми на действия (activity diagrams) – представят сценария като алгоритъм;
- ✓ Крайни автомати (state-transition diagrams) – представят поведението на даден обект в системата като възможни състояния, които той може да приема по време на изпълнение на сценария;
- ✓ Мрежи на Петри;
- ✓ Обобщени мрежи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

За моделирането на софтуерните процесите в информационните системи се използват езици за моделиране, шаблони за описание, диаграми, функции, функционални дървета и др. Като средства за моделиране могат да се използват мрежи на Петри, обобщени мрежи, крайни автомати и др. Изборът на средство за моделиране е свързан с използвания подход при проектиране на информационните системи.

БЛАГОДАРНОСТИ

Работата по този доклад е извършена благодарение на финансовата подкрепа по проект 2006E: IoT-базирана услуга за персонализирано доставяне на съдържание и автоматично профилиране на клиентите.

REFERENCE

[1] Ilieva S., V. Lilov, I. Manova, Approaches and methods for realization of software systems, Sofia, 2010.

[2] SWEBok, Guide to the Software Engineering Body of Knowledge, IEEE Computer Sosiety, 2014.

[3] ACM Transactions ot Software Engineering and Methodology, http://www.acm.org.

[4] IEEE Transactions on Software Engineering, http://www.computer.org/tse/.

[5] Stoyanov S., A. Doicheva, M. Trendafilova, E. Doichev, Software technologies, Paisii Hilendarski University Publishing House, Plovdiv, 2006.

СИСТЕМА ЗА СЪБИРАНЕ И СЪХРАНЕНИЕ НА ДАННИ ОТ НЕЗАВИСИМИ ИЗТОЧНИЦИ

Делян Генков[1], Емил Ангелов[1]
[1]*Технически университет - Габрово*

SYSTEM FOR COLLECTION AND STORAGE OF DATA FROM INDEPENDENT SOURCES

Delyan Genkov[1], Emil Angelov[1]
[1] *Technical University - Gabrovo*

Abstract

Internet of Things becomes very popular technology nowadays, not only in home systems, but also in many industrial fields of application. The technology presumes many autonomous systems in form of controllers with sensors attached to measure some data, and to send the measured values for centralized storage and management. There are many possible approaches for this technology – including cloud computing, fog computing and combined approaches.

This paper presents a network setup and software realization for sending data from many IoT devices through MQTT protocol and storing them in a central location.

Keywords: Internet of Things, data, centralized management, MQTT.

ВЪВЕДЕНИЕ

Технологията Интернет на нещата (Internet of Things) представлява свързване на сензори и/или изпълнителни механизми към евтини контролери с ограничени ресурси и възможности, които могат да се свързват към компютърна мрежа/Интернет за да бъдат наблюдавани данните, следени от устройството и подавани команди към изпълнителните механизми ръчно от оператор или автоматично чрез вградена логика в софтуера на контролера.

Често контролерите се намират физически на отделни места и нямат директна връзка помежду си, затова за да се обединят данните от различните контролери е необходимо да се организира предаването им към централно устройство – сървър и съхранението им в база данни за бъдеща обработка.

В рамките на предишни изследвания бяха проведени експерименти с различни готови системи за приемане и съхранение на данни от контролери, но беше установено че работата с готова програмна система не е толкова гъвкава и е трудна за поддръжка.

В настоящия доклад е представена мрежова постановка, осигуряваща предаване на данни чрез протокола MQTT към централен сървър и програмна реализация на система за получаването и съхранението им в база данни.

MQTT (MQ Telemetry Transport или Message Queuing Telemetry Transport) е отворен стандарт на OASIS и ISO (ISO / IEC 20922) на мрежов протокол, който транспортира съобщения между устройства. Протоколът се отличава с много ниско натоварване на каналите за връзка, и е изграден на базата публикуване-абониране. Протоколът обикновено работи през TCP/IP, въпреки това всеки мрежов протокол, който осигурява подредени, без загуби на съобщения, двупосочни канали за връзка, може да поддържа MQTT. Той е предназначен за връзка с отдалечени места, където се изисква генериране на малки съобщения или мрежовата честотна лента е ограничена.

Протоколът дефинира два типа мрежови обекти: брокер на съобщения и множество абонати (клиенти). MQTT брокер е сървър, който получава всички съобщения от абонираните клиенти към дадена тема и след това маршрутизира съобщенията до съответните клиенти които са абонирани и подслушват същата тема. MQTT клиент може да бъде всякакво устройство (от микроконтролер до напълно функциониращ сървър), устройство което посредством помоща на MQTT библиотека се свързва към MQTT брокер през мрежа (най-често безжична).[1]

Информацията се организира в йерархия от теми. Когато клиент получи актуална информация, дали чрез сензор или статично получена информация, той публикува съобщение с данните към брокер изчакващ нови съобщения към определена тема. След това брокерът разпространява информацията на всички клиенти, които са се абонирали за тази тема. Клиентът публикуващ информацията не получава данни за броя или местоположението на абонатите, а абонатите от своя страна не трябва да бъдат конфигурирани с никакви данни за издателите на съобщенията.[1]

ИЗЛОЖЕНИЕ

Избраният модел на комуникация в разработката е клиент-сървър. При този модел на комуникация, IoT контролерите със различни сензори се свързват към сървърна част на която се изпълнява програмната система. Клиентът (контролерът) ще изпраща съобщения към сървъра (брокера), след което клиентът (приложението) ще се абонира към определена тема на сървъра (брокера) и ще получава съобщенията изпращани от клиента (контролера) за тази определена тема.

За комуникация между приложението и контролера се използва мрежовия протокол MQTT и брокер на съобщения.

Моделът на комуникация и връзките между отделните компоненти са представени на фигура 1.

Фиг. 1. *Модел на комуникация*

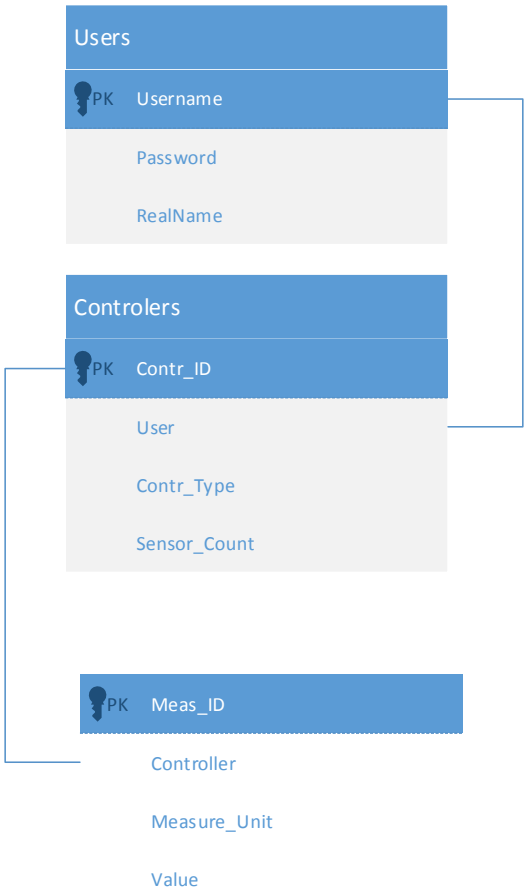
Стъпките в комуникацията са:

1. IoT контролерът прави опит да се свърже към локалния маршрутизатор посредством WiFi.
2. След успешно свързване към него, контролерът се опитва да се свърже с Mosquitto брокера.
3. След успешно свързване контролерът се абонира към определена MQTT тема.
4. След абонирането, контролерът започва да изпраща съобщения, съдържащи информацията която отчита посредством сензора свързан към него, използвайки протокола MQTT.
5. Брокерът получава съобщенията, но не ги съхранява.
6. Сървърът се свързва към Mosquitto брокера.
7. След успешно свързване, сървърът се абонира към същата тема в която се получават съобщенията от IoT контролера.
8. Сървърът започва да получава съобщения от брокера.
9. Сървърът се свързва към базата данни, където съхранява информацията съдържаща се в MQTT съобщенията.
10. Уеб приложението се свързва към базата данни, след което извлича последното получено съобщение.

11. При свързване на потребител към приложението, той трябва да въведе потребителско име и парола, съхранявани в базата данни, за да успее да визуализира съхраняваните данни.

12. При успешно въвеждане на валидни потребителско име и парола, приложението визуализира актуална информация получавана от темата към която е абониран сървърът.

Базата данни на приложението е показана на фигура 2.



***Фиг. 2**. База данни на приложението*

В разработката се използва MySQL Community Server 8.0.21 64-bit [2], инсталиран върху операционна система Microsoft Windows 10x64. Базата данни дава възможност да се регистрират различни потребители, всеки потребител да регистрира свои контролери и да има достъп до данните само от тях. Всеки контролер може да има определен брой сензори, чиито показания се предават през MQTT брокера към web приложението и се записват в базата данни.

Разработеното приложение е написано на програмен език Java и работи върху Web сървър Apache Tomcat, версия 8.5.59. [3]

Ролята на MQTT брокер се изпълнява от Eclipse Mosquitto версия 1.6.12a - брокер на съобщения с отворен код, имплементиращ протокола MQTT, инсталиран като услуга под операционна система Microsoft Windows 10x64. Брокерът се грижи за управлението на съобщенията, клиентите се абонират към определена тема, когато брокерът получи съобщение предназначено за тази тема, той изпраща копие на съобщението към всички активни абонати на тази тема. Брокерът не изпраща информация за подателя на съобщението или за получателите.

Брокерът използва следните портове: порт номер 1883, използващ се за некриптирани съобщения; порт номер 8883 използващ се за криптирани съобщения; порт номер 8884 изпозлващ се за криптирани съобщения придружавани от клиентски сертификат за достоверност; порт номер 8080, използващ се за некриптирани MQTT съобщения през уеб сокет; порт номер 8081 използващ се за криптирани MQTT съобщения през уеб сокет. Криптираните портове поддържат TLS v1.3, v1.2 и v1.1.

За тестовете на системата са използвани контролери Sonoff TH16 със сензори за температура и влажност. Принципно може да се използват произволни контролери с поддръжка на MQTT протокол и произволни сензори, тъй като в JSON описанието, предавано от контролера се съдържа информация за типа на измерваната величина и измерената стойност, както и датата и часа на измерването. Програмният код на контролера е показан на фигура 3.

```
  const char* ssid = "";
  const char* password = "";
  const char* mqttServer = "";
  const int mqttPort = 1883;

  void setup() {
    Serial.begin(115200);
    dht.begin();
    WiFi.begin(ssid, password);
    while (WiFi.status() !=
WL_CONNECTED) {
```

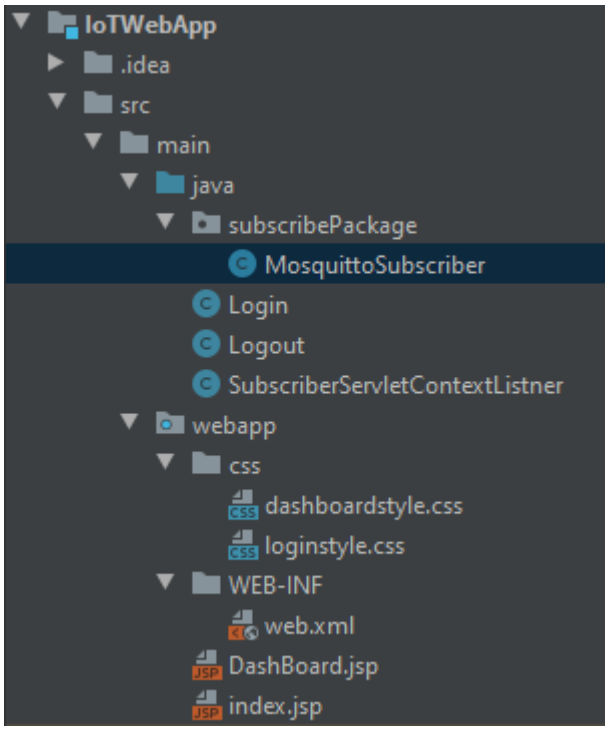
```
      delay(500); }
          client.setServer(
mqttServer, mqttPort );
  }
  void loop() {
  if ( !client.connected() )
  {
      reconnect();
  }

  getAndSendData();
    delay(30000);
  }

  void getAndSendData()
  {
    float humidity =
dht.readHumidity();
    float temperature =
dht.readTemperature();

    if (isnan(humidity) ||
isnan(temperature)) {
          return;
    }
    client.publish("esp/temperature",
String(temperature).c_str());
    client.publish("esp/humidity",
String(humidity).c_str());
  }

  void reconnect() {
    while (!client.connected()) {
      status = WiFi.status();
      if ( status != WL_CONNECTED) {
        WiFi.begin(ssid, password);
        while (WiFi.status() !=
WL_CONNECTED) {
          delay(500);
        }
           }
          if (
client.connect("Esp8266", NULL, NULL)
) {
      } else {
        delay(500);
      }
    }
```

***Фиг. 3**. Програмен код на контролера*

Web приложението се състои от следните компоненти, графично показани на фигура 4:

Maven файл pom.xml - съдържа всички зависимости на проекта. Файлът управлява и организира необходимите библиотеки за изпълнението на проекта.

Клас MosquittoSubscriber.java - главният клас на приложението, който имплементира интерфейс MqttCallback. Чрез него се свързва към Mosquitto брокера, след което се абонира за определени теми и данните получавани от тези теми се въвеждат в база данни.



***Фиг. 4**. Компоненти на приложението*

Клас MosquittoSubscriber - класът който имплементира интерфейс MqttCallback, има за цел да установи връзката с брокера и да получава и съхранява съобщения от него.

Методът doSubscribe() има за цел да създаде връзка към брокера. Задава се нова чиста сесия, след което се свързва с брокера.

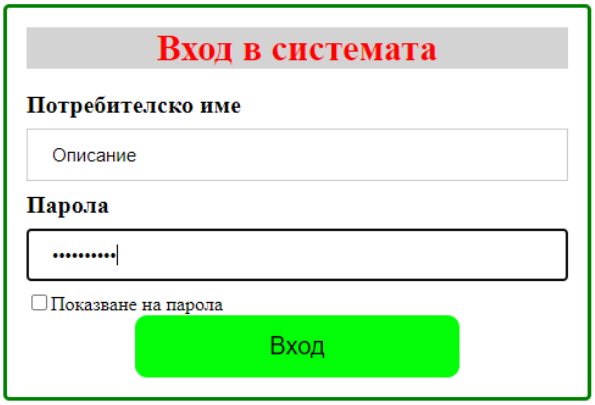
Методът messageArrived() обработва съобщенията получавани от брокера. Той приема за аргументи темата обвързана със съобщенията които трябва да се получават и съобщението което е получено. При получаване на съобщение се остановява връзка с базата данни, след което се създава запис в таблицата съответстваща на темата към която е пред-назначено съобщението.

Клас SubscriberServletContextListner.java - класът имплементира интерфейс ServletContextListener. При стартиране на уеб сървъра метод contextInitialized() извиква клас MosquittoSubscriber и изпълнява метода за абониране към темите.

Сървлет Login.java - целта му е управлението на JSP страниците. При вход към системата, потребителите трябва да въведат валидни потребителско име и парола. Сървлетът се свързва към база данни, за да провери валидността на данните.

Сървлет Logout.java - целта му е да обяви сесията за невалидна след нейния край.

Входната форма на приложението е показана на фигура 5.



***Фиг. 5**. Входна форма*

В текущата реализация данните се записват в базата данни и е създадена проста визуализация, показана на фигура 6.

Система за визуализация на данни от контролери

Температура	Влажност
24.4 C	75%
Дата и час на получаване на информацията	Дата и час на получаване на информацията
2020-06-17 23:17:55	2020-06-17 23:17:55

***Фиг. 6**. Визуализация на данните*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящия документ е представена собствена разработка за мрежова постановка, осигуряваща предаване на данни чрез протокол MQTT към централен сървър и програмна реализация на система за получаването и съхранението им в база данни. Системата може да се използва за събиране и обработка на различни данни от сензори на различни географски места Подходът може да намери приложение в разнообразни приложения на „Интернет на нещата“.

Бъдещите планове включват подобряване на потребителския интерфейс, добавяне на възможности за визуализация и справки, графично представяне на данните и добавяне на аналитични функции за обработка на данните.

БЛАГОДАРНОСТИ

Настоящият документ е изготвен с финансовата помощ на договор № 2004Е за провеждане на научни изследвания по проект на тема: „Съвременни методи за окачествяване на храни и материали“ към Технически университет – Габрово.

REFERENCE

[1] MQTT, https://en.wikipedia.org/wiki/MQTT, дата на използване: юни, 2020.

[2] Oracle, MySQL Community Edition, https://www.mysql.com/products/community/, дата на използване: септември, 2020.

[3] Apache Software Foundation, Apache Tomcat, http://tomcat.apache.org/, дата на използване октомври 2020.

[4] Eclipse Foundation, Eclipse Mosquitto™ An open source MQTT broker, https://mosquitto.org/, дата на използване 10.2020.

МОДЕЛИРАНЕ НА БИЗНЕС ПРОЦЕСИ, ПРЕДСТОЯЩИ ЗА ДИГИТАЙЛИЗАЦИЯ

Валентина Кукенска, Петър Минев
Технически университет - Габрово

MODELING OF BUSINESS PROCESSES FORTHCOMING FOR DIGITALIZATION

Valentina Kukenska, Petar Minev
Technical University of Gabrovo

Abstract

Business processes are the essence of the activity of any company. They run the business and ensure that everything works as required, providing good results, products and services. The application of digital technologies to business processes leads to much higher productivity, as well as to faster achievement of goals.

This report identifies and classifies business processes that are subject to digitalization for an economic area. An assessment of the priorities for digital transformation is also proposed.

Keywords: business processes, processes modeling; digital transformation

ВЪВЕДЕНИЕ

Бизнес процесите отразяват дейностите на всяка една фирма. Те управляват бизнеса и гарантират, че всички дейности се реализират според изискванията и осигурят много добри резултати, продукти и услуги. За повишаване на производителността и по-бързо постигане на целите на фирмата се прилагат цифрови технологии към бизнес процесите. Това налага разработката на модели на тези процеси. Моделирането на бизнес процеси позволява планиране на дигиталната трансформация в производството и маркетинга.

В настоящия доклад се идентифицират и класифицират бизнес процеси, които подлежат на дигитализация за дадена икономическа област. Предложена е и оценка на приоритетите за цифрова трансформация.

ИЗЛОЖЕНИЕ

1.1. Цели на моделиране на бизнес процесите

Процесите в бизнеса са важни. Всъщност: „Процесите не са просто нещо, което бизнесът прави - процесите са бизнесът.“[1]. Затова е важно да се да се определят основните процеси от участниците с подходящи професионални умения. Важно е също така да се определи същността на всеки процес, както и кои са участниците и потребителите на този процес. Необходимо е да се определи какви модели са необходими, кой и за какво ще ги използва. Това налага преди да се моделират или проектират бизнес процесите да се дефинират:

- Цели на бизнес процесите;
- Цели за моделиране на процесите.

След като тези цели бъдат определени проектирането и моделирането на процесите може да бъде планирано и приложено на практика.

Моделирането на бизнес процесите е свързано с тяхното проектиране и идентифициране. Проектирането на процесите е фокусирано върху създаването на нови или подобрени процеси, които ще позволят на бизнеса да постигне целите си. Идентифицирането на процесите е разбирането на това, което се случва сега. Както проектирането, така и идентифицакията на даден бизнес процес може да се извърши с помощта

на програмни среди и инструменти. Създадените модели могат да бъдат споделяни, анализирани и използвани повторно.

Най-ефективният начин за управление на бизнеса е да се гарантира, че бизнес стратегията, т.е. целите и задачите са пряко свързани с целите и мерките на процеса. Последните трябва да осигуряват директна проследяемост от бизнес целите до обработката на резултатите. Ако бизнес целите не бъдат постигнати, се идентифицират процесите, за които трябва да се предприемат коригиращи действия.

Бизнесът трябва да отговаря на изискванията на много заинтересовани страни (клиенти, доставчици, партньори, акционери и общността). Това налага необходимостта процесите да отразяват изискванията на тези различни общности. Важно е да се определят:

- бизнес целите и ограниченията;
- нуждите и очакванията на клиента;
- актуалните тенденции.

Първоначално се определят бизнес целите и бизнес процесите, които трябва трябва да ги постигнат. След това се разработват модели на тези процеси. Моделите трябва да имат следните основни характеристики:

- да представляват реалния бизнес;
- да отразяват определено ниво на детайлност;
- да показват конкретна гледна точка;
- да отразяват конкретен момент от време;
- да са проектирани за конкретна цел.

Важна част от всеки проект за създаване и/или подобряване на бизнеса е управлението на процесите (Business Process Management, BPM). Това е необходимо, за да се гарантира, че изискванията за процеси и заявките за промяна се приоритизират, преразглеждат и прилагат контролирано.

Управлението може да се разглежда като три нива на контрол:

- Управление на процеса, което включва определяне на целите на процеса, управление на промените, подобряване на процеса, преглед и управление на изданията, публикуване на процеса и др.;
- управление на моделирането на процесите;
- Управление на процеса, което включва определяне на целите на процеса, управление на промените, подобряване на процеса, преглед и управление на изданията, публикуване на процеса и др.;
- Управление на модела на процеса, което е свързано с права за достъп, управление на промените, версия на модела и др.

1.2. Моделиране на бизнес процеси

Бизнес процесът може да се определи като ясно дефинирана последователност от дейности в организацията, ангажиращи хора, оборудване, приложения, информация и др. ресурси, насочени към създаването на продукт, към създаването на стойност [1]. Могат да се посочат следните основни характеристики на бизнес процесите:

1. Определеност – необходимо е точно и ясно да са дефинирани граници, вход и изход;
2. Последователност (ред) - включва дейности, подредени по определен начин във времето и пространството;
3. Потребител/-и - трябва да има получател/-и на резултата от изпълнение на процеса;
4. Добавяне на стойност - трансформацията, в рамките на процеса, трябва да добавя стойност за потребителя;
5. Обвързаност с организационната структура - процесът не може да съществува сам по себе си, трябва да се осъществява в рамките на организационна структура;
6. Крос-функционалност - един процес може да е свързан с няколко функции.

Бизнес процесите са в основата на всяка фирма и всяко производство. Те определят начина, по който трябва да се изпълняват задачите, тяхната последователност, съгласуваност и взаимодействие. Обхващат всички дейности по производство на продукти до предоставянето им на потребителите. Организирани са в жизнен цикъл, състоящ се от следните логически последователни фази: моделиране, внедряване, изпълнение, мониторинг и анализиране [2].

Моделът на процес представлява абстрактно описание, представено от определена гледна точка.

Построяването на модел на процес е свързано с ясно дефинирани отговори на въпросите защо, за кого, как, кога и къде моделираме. Отговорът на тези въпроси ще

се определи какъв вид информация трябва да бъде включена и до какво ниво на детайлите.

Удачно е да се започне с описание на процесите на високо ниво. След това да се определи детайлна информация за конкретни процеси, които са критични за бизнеса, имат възможност за подобрение, позволяват да се дигитайлизират.

Моделирането на бизнес процесите изисква проучване и идентифициране на съществуващите бизнес процеси и създаване на концептуален модел, които да включва всички дейности, ресурси и участници, необходими за изпълнение на задачите. Най-често то е свързано със създаване на диаграми на бизнес процесите. За описание на такива диаграми се използват унифицирани езици като UML и BPMN (Business Process Model and Notation).

BPMN е спецификация т.е система условни означения (нотации) за представяне на бизнес процесите във вид на диаграми. Ориентирана е към технически и бизнес специалисти. Позволява да се моделират потоци от данни, потоци от съобщения, както и да се асоциират действия и данни. За целта се използва набор от графични елементи, които могат да се групират в следните категории:

- Обекти за уравнение: събития (events), действия (activities) и логически оператори (gateways);
- Обекти за връзка (съединение): поток за управление, поток за съобщение и асоциация;
- Роли
- Артефакти: данни, групи и текстови анотации.

Събитията се означават с окръжност и отразяват изменения. Те могат да инициират действия или да бъдат резултат от тях (действията). Разделят се на: начални (свързани с началото на процеса/действието); промеждутъчни и крайни/завършващи.

Събитията могат да се разделят и по типове: прости (обикновено показват началото или края на процеса); събития – съобщения; събития – таймери; събития – условия; събития – сигнали; съставни събития и др.

1.3.Показатели за дигитализация.

За оценка на нивото на дигитализация и дигитална трансформация за дадената икономическа област се използват ключови иникатори (показатели) за ефективност (Key Performance Indicators или KPIs). Дигиталните ключови индикатори за ефективност са измерими стойности за оценяване на ефективността на дигитални бизнес инициативи [3]. Те помагат на организацията да установи докъде е стигнала със своята дигитална стратегия и колко добре усъвършенства своите дигитални бизнес резултати. Ключови показатели за ефективност могат да се разделят на две групи. Към първата група се отнасят показателите, които позволяват да се оцени напредъка на фирмата в дигитализацията на настоящия ѝ бизнес модел, измервайки целите в продажбите, маркетинга, операциите, веригата на доставки, продукти (услуги) и потребителско обслужване.

Втората група показатели оценява новите източници на приходи, генерирани от нови дигитални бизнес модели. Тези KPI оценяват растеж, приходи, пазарен дял и показатели на маржа, различни от физическите активи.

Показателите за цифрова трансформация позволяват да се направи оценка на дигиталната трансформация за дадена икономическа област и/или компания. Те варират в зависимост от дадената индустрия. Според експертите от консултанската компания McKinsey тези индикатори могат да се обособят в три категории: подобряване на операциите, клиентска удовлетвореност и финансов ефект [5].

В първата категория - подобряване на операциите попадат показатели, отчитащи продуктивността на персонала (First Contact Resolution Rate, FCR), удовлетвореността на персонала (Employee turnover rate, ETR и Employee Satisfaction Index, ESI), качеството на работа, гъвкавост на бизнеса и т.н.

Втората категория включва показатели за задържане на клиенти и за клиентска удовлетвореност - Customer Satisfaction Index (CSAT), Customer Effort Score (CES), New Promoter Score (NPS).

Третата категория съдържа показатели (метрики) за растежа на приходите, както и

за появата на нови източници на приходи, възвръщаемост на инвестициите (използва се индикатора Return On Innovation Investment (ROII)).

За оценка на нивото на дигитализация и дигитална трансформация се използват съставните показатели [3]:

- индекс за цифрова икономика и общество (Digital Economy and Society Index, DESI);
- индикатора за цифрови умения (Digital Skills Indicator, DSI).

Индексът за цифрова икономика и общество (DESI) е съставен показател, който обобщава съответните индикатори за цифровизацията в Европа и следи развитието на цифровата конкурентоспособност на държавите -членки на ЕС. Неговите съставни елементи и индекси са: свързаност, човешки капитал, използване на интернет, внедряване на цифрови технологии, цифрови обществени услуги.

Индикаторът за цифрови умения (DSI) идентифицира ключовите компоненти на цифровата компетентност в пет области:обработка на данни и информация; комуникация и сътрудничество чрез цифровите технологии; създаване на цифрово съдържание; безопасност в цифрова среда; разрешаване на проблеми в цифрова среда [4].

1.4. Основни задачи и стъпки при дигитализация на бизнес процеси.

- определяне на потенциалния резултат от бизнес процеса и оценяване на значението му за бизнеса;
- специфициране на съвкупността от дейности, които съдържа бизнес процеса;
- специфициране на начина, по който се изпълняват дейностите - в рамките на един бизнес процес могат да се извършват както последователно, така и паралелно. Паралелното изпълнение, ако е възможно може да намали общото време за изпълнение на процеса и следователно да повиши неговата ефективност;
- дефиниране и следене кой служител или звено на компанията е отговорен за изпълнението на дадено действие или процес като цяло;
- определяне на ресурсите, консумирани от бизнес процеса. Определяне кой и какви ресурси използва и за какви операции, ефективността на използването им може да бъде увеличена чрез планиране и оптимизация;
- специфициране на взаимодействията между служителите, участващи в процеса, и фирмените отдели, повишаване на ефективността на комуникацията между тях;
- изследване и анализ на движението на документите по време на процеса. Бизнес процесите произвеждат и консумират различни документи (на хартиен или електронен носител). Необходимо е да се разбере къде отиват документите или информационните потоци. Да се определи дали тяхното движение е оптимално и дали всички те наистина са необходими;
- оценка, анализ и дефиниране на потенциалните критични за оптимизиране на процеса;
- използване на моделите на бизнес процесите като ръководство за нови служители.
- автоматизиране на бизнес процесите като цяло или на отделни стъпки от тях, включително автоматизация на взаимодействието с външната среда - клиенти, доставчици, партньори.

Основната задача при моделиране на бизнес процесите на компанията е описание на съществуващите в него процеси с цел изграждане на техните модели, като се премине през следната последователност от действия:

- Събиране на цялостна налична информация за процеса – интервюиране на всички служители, участващи в него;
- Формулиране на ясно описание на резултата от бизнес процеса;
- Моделиране на последователност от действия, съставящи този процес на различни нива на абстракция. Първо се дефинират само най-важните и общи стъпки на процеса, а след това всяка от стъпките се анализира и се дефинират под-стъпки (подпроцеси, функции) в нея;
- Изграждане на модел на изпълнение на процеса и определяне на възможните сценарии за отказ, на базата на събраната информация.

1.5. Рамка за прилагане на „Моделиране на бизнес процеси, предстоящи за дигитализация”.

Основните насоки за прилагане на тази рамка се състоят в следните стъпки:

1. Дефиниране на понятията бизнес дейност, бизнес обект и бизнес събитие.
2. Извеждане на ключовите дейности, обекти и събития.
3. Предложения за подобряване на предложените модели на процесите.

Дейностите по прилагането на представената рамка включват следните етапи и насоки:

Етап 1. Подготовка.

Насоки:

1. Идентифициране на бизнес процеси за дигитализация;
2. Дефиниране на ключови индикатори на представянето (KPI).

Етап 2. Моделиране на бизнес процесите.

Насоки:

1. Дефиниране на понятията бизнес обект и бизнес събитие;
2. Идентифициране на бизнес обекти и събития;
3. Описание на бизнес обектите;
4. Описание на събитията в процеса: име на събитието, инициатор, генерирано съобщение, възможни абонати за събитието, взаимодействие с други дейности/събития;
5. Структуриране на бизнес процесите като съвкупност от дейности, обекти и събития.

Етап 3. Анализ и реинженеринг на процесите.

Насоки:

1. Идентифициране на проблемните зони от гледна точка на събитията на базата на KPI;
2. Приоритизиране на бизнес събитията, които позволяват дигитализация;
3. Реинженеринг на процесите.

Етап 4. Имплементация на процесите.

Насоки:

1. Избор на технологично решение за дигитализация;
2. Реорганизация на дейностите.

Етап 5. Мониторинг и контрол.

Насоки:

1. Събиране и анализ на данните за ключовите индикатори на представянето;
2. Предприемане на коригиращи действия.

БЛАГОДАРНОСТИ

Работата по този доклад е извършена благодарение на финансовата подкрепа по проекти 2006Е „IoT-базирана услуга за персонализирано доставяне на съдържание и автоматично профилиране на клиентите“ и BG05M2OP001-1.002-0002-C01 „Дигитализация на икономиката в среда на Големи данни (ДИГД)“.

REFERENCE

[1] Amaral R., How Business Process Modeling can Prepare you for Digital Transformation, 2019.
[2] How to Design a Maintenance Work Planning Process, Maintenance Work Order Process. Retrieved 30.09.2020, https://www.lifetime-reliability.com/cms/faqs/maintenance-planning-and-scheduling/faq-designing-a-maintenance-planning-process/
[3] Kotarva M., Measuring Digitalization – Key Metrics, Foundations of Management, Vol. 9 2017
[4] The concept for digital transformation of the Bulgarian industy (Industry 4.0)
[5] Index of the penetration of digital technologies in the economy and society, DESI, 2018.

НАПРАВЛЕНИЕ 6

ТЕХНОЛОГИИ В МАШИНОСТРОЕНЕТО И МЕХАТРОНИКА, МЕТРОЛОГИЯ И УПРАВЛЕНИЕ НА КАЧЕСТВОТО

SESSION 6

TECHNOLOGIES IN MECHANICAL ENGINEERING AND MECHATRONICS, METROLOGY AND QUALITY MANAGEMENT

МОДЕЛИРАНЕ НА ПРОЦЕСА ИЗБОР НА ЗАТЯГАЩИ УСТРОЙСТВА ПРИ ПРОЕКТИРАНЕ НА ПРИСПОСОБЛЕНИЯ ЗА УСТАНОВЯВАНЕ НА ЗАГОТОВКИТЕ ПРИ МЕХАНИЧНО ОБРАБОТВАНЕ

MODELING OF THE PROCESS SELECTION OF CLAMPING DEVICES IN THE DESIGN OF FIXTURES FOR THE LOCATING OF WORKPIECES DURING MACHINING

Hristo METEV
Technical University of Gabrovo

Maria VLAHOVA
Technical University of Gabrovo

Abstract

The paper considers one of the most labor-intensive stages in the design of fixtures for locating of workpieces during machining related to the clamping devices, characterized by multivariate design solutions. This requires modeling the process of selecting clamps, which is the purpose of this work. Based on an analysis of the requirements for clamps, the criteria used in the evaluation of alternative combinations of power mechanisms and drive devices are revealed. The admissible alternative variants are formed on the basis of a basic set of variants of power mechanisms and drive devices, using the main selection criterion - the power factor of the power mechanism. Using the method for analysis of hierarchies, a model for selecting the parameters of the clamping devices has been developed. The development is part of a system for automated design of fixtures for locating of workpieces during machining.

Keywords: *locating of workpieces; fixtures; clamping devices; modeling; computer aided design.*

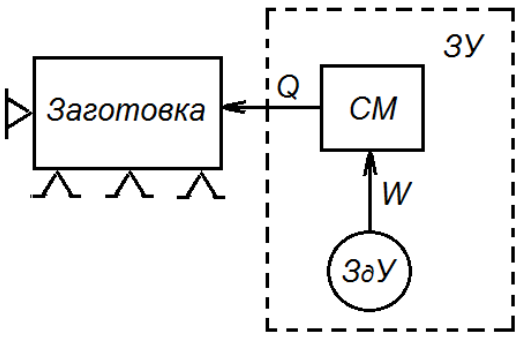
ВЪВЕДЕНИЕ

Развитието на системите за автоматизация на инженерния труд през последните години, наложи разработването на системи за автоматизирано проектиране и в частност на приспособления за установяване на заготовките.

Анализът на съществуващите методи за автоматизирано проектиране на приспособления [1,2] показва, че недостатъчно внимание е отделено на етапа, свързан с проектирането на затягащите устройства (ЗУ), явяващ се един от най-трудоемките етапи, свързан с многовариантност на проектните решения.

Една от основните задачи при проектиране на ЗУ е формализиране на изискванията към тях, формиране на множество допустими алтернативни варианти и оценяването им по избрани критерии. За решаването и е необходимо съставяне на методика за построяване на математически модел за избор на типа силов механизъм (СМ) в съчетание с определен тип задвижващо устройство (ЗдУ) (фиг. 1), което е *цел на настоящата работа*.

За създаване на математическия модел за избор на параметрите на ЗУ е необходимо да се разкрият критериите, с които ще се извършва оценка на алтернативните съчетания от СМ и ЗдУ. Силовите механизми са различни като типове и конструктивно многообразие, а всяка от конструкциите има различни силови показатели и конструктивни особености. Трудността при избора е в това, че различните СМ осигуряват изискванията към тях в различна степен.



Фиг. 1. *Схема на затягащо устройство*

ИЗЛОЖЕНИЕ

- *Критерии за избор на параметрите на затягащите устройства*

Въз основа на направена сравнителната характеристика на простите СМ е извършен анализ на изискванията към тях, както и на възможностите по осигуряване им и разкриване на критериите за реализиране на математическия модел за техния избор.

Основният критерий за избор е *коефициента на усилване* на СМ, влияещ върху големината на необходимата сила на закрепване на заготовката Q.

Едно от изискванията към СМ, свързано с повишаване на производителността, е намаляване на времето за закрепване на заготовките, т.е. необходимо е да се използват СМ с най-малко спомагателно време. По този начин, *бързодействието* се явява друг критерий за избор на СМ.

Прилагането на самозадържащи СМ позволява да се предотврати освобождаване на заготовката в случай на непредвидена авария на ЗдУ, и от там избягване на нещастни случаи при обработването. Следователно за предпочитане е използването на самозадържащи СМ и *способността на механизма към самозадържане* е другия критерий при избора на СМ.

Когато производствените условия позволяват използване на различни типове ЗдУ е необходим критерий позволяващ рационален за зададените условия избор на ЗдУ. Стремежът е избор на ЗдУ с най-малка себестойност, но с такива силови характеристики които осигуряват необходимата сила на закрепване, зависеща от изходната сила на ЗдУ и от коефициента на усилване на СМ.

Изходната сила, получвана от ЗдУ W, зависи от конструктивните му параметри (напр. диаметъра на цилиндъра или пневмокамерата). Трябва да се отчитат и габаритите на масата на машината, влияещи върху компановката на ЗУ. По този начин, в качеството на критерии за избор на типа ЗдУ се отделят *себестойността* и *габаритите му*.

В резултат на проведения анализ критериите за избор на ЗУ са:

1. Коефициент на усилване на СМ.
2. Бързодействие на СМ.
3. Осигуряване на самозадържане.
4. Габарити на ЗдУ.
5. Себестойност на ЗдУ.

- *Алтернативни варианти на затягащи устройства*

Най-често комбинираните ЗУ се състоят от два прости СМ. От четирите прости СМ, които трансформират изходната сила в затягаща – резбови (R), клинови (K_L), лостови (L) и ексцентрикови (E_X), практически могат да се направят девет различни комбинации, показани в табл. 1.

Табл. 1 Възможни комбинации на прости СМ

		СМ, източник на изходната сила *W*			
		R	K_L	L	Ex
СМ, източник на закрепваща сила *Q*	R	+	-	-	-
	K_L	+	+	+	+
	L	+	+	+	+
	Ex	-	-	-	-

По-широко приложение са намерили комбинациите: резбово устройство (най-често винт) – лост (R-L); ексцентрик – лост (E_X –L); резбово устройство – клин (R-K_L); ексцентрик – клин (E_X –K_L). Вижда се, че се срещат и съчетания на несамозадържащи се прости СМ от един вид, като лост – лост (L-L) и клин – клин (K_L- K_L).

Най-често използваните ЗдУ са: пневматични с пневмоцилиндър; пневматични с пневмокамера; хидравлични и пневмохидравлични.

Изходната сила W, която трябва да се приложи към СМ от ЗдУ за осигуряване на необходимата закрепваща сила Q, се определя по израза:

$$W = Q/i, \qquad (1)$$

където i е коефициент на усилване на СМ, като за различните СМ диапазонът на изменение на i е показан в табл. 2 [1].

Алтернативните варианти от съчетания СМ - ЗдУ се образуват отчитайки израз (1), като се има предвид, че механизираните ЗдУ се прилагат не с всички СМ. Аналогично и ръчното задвижване може да се прилага не при всички СМ (табл. 3).

Табл.2 Препоръчван диапазон на коефициентът на усилване при различните силови механизми

	Силов механизъм	Условно обозначение	i
1	Резбови	R	5…150
2	Клинов	KL	0,75…4,2
3	Лостов	L	0,5….3
4	Ексцентриков	EX	7……20
5	Винтово-лостов	R-L	2,5….450
6	Клиново-лостов	KL-L	0,375….12,6
7	Ексцентриково-лостов	EX-L	3,5……60
8	Винтово-клинов	R-KL	3,75……630
9	Лостово-клинов	L-KL	0,375...12,6
10	Ексцентриково-клинов	EX-KL	5,25….84
11	Винт-винт	R-R	6,25…22 500
12	Лост-лост	L-L	0,25……9
13	Клин-клин	KL-KL	0,563…17,64

За всяко съчетание (табл. 3), използваният СМ определя в съответствие с израз (1) и определената закрепваща сила Q диапазона на изменение на изходната сила W. От друга страна в механизираните ЗдУ, силата W зависи от редица параметри, основните от които са диаметъра D на буталото или мембраната. За всеки тип ЗдУ съществуват краен набор от препоръчвани (стандартизирани) стойности на D, поради което е необходимо за всяко съчетание „СМ – ЗдУ“ да се разглежда не диапазон, а краен набор от стойности на изходната сила W. Параметрите на СМ с ръчно задвижване се ограничват от минималната и максимална стойност на изходната сила W_{min} и W_{max} (препоръчва се W_{max} да е не повече от 150-200 N) (табл. 4) [1,2].

Табл.3 Допустими съчетания между силови механизми и задвижващи устройства

	Силов механизъм	Задвижване			
		Ръчно	Пневмо-	Хидро-	Пневмо хидро-
1	R	+	-	-	-
2	K_L	-	+	+	+
3	L	-	+	+	+
4	E_X	+	-	-	-
5	R-L	+	-	-	-
6	K_L-L	-	+	+	+
7	E_X-L	+	-	-	-
8	R-K_L	+	-	-	-
9	L-K_L	-	+	+	+
10	E_X-K_L	+	-	-	-
11	R-R	+	-	-	-
12	L-L	-	+	+	+
13	K_L-K_L	-	+	+	+

Табл.4 Закрепваща сила Q, N, в зависимост от препоръчваните диапазони на изменение на коефициента на усилване при ръчно закрепване и W_{max} = 150 N

CM	R	EX	R-L	EX-L
i	5…150	7……20	2,5….450	3,5……60
Q	750..22500	1050…3000	375…67500	525…90000
CM	R-KL	EX-KL	R-R	
i	3,75……630	5,25….84	6,25….22500	
Q	562,5…94500	787,5…12600	937,5….3375000	

На следващия етап наборът от алтернативни варианти се доуточнява в зависимост от ограниченията по габарити (или минизацията им) и ограничението по себестойност, също зависещо от габаритите (най-вече от избраният диаметър).

Изходният набор от допустимите СМ може да се представи като множество

$$S_0 = \{S_k, k = 1, \dots \dots K_0\},$$

където K_0 = 13, като на всяко S_k съответства диапазон i_k от стойности на коефициента на усилване i (табл. 2).

Изходният набор от ЗдУ може да се представи като множество

$$Z_0 = \{Z_j, j = 1, \dots \dots J_0\},$$

където J_0 = 5, а на всяко механизирано ЗдУ Z_j се задава набор от стойности на диаметъра на буталото или мембраната

$$D_j = \{D_{j,1}, D_{j,2}, \dots\dots\dots\dots, D_{j,n}\}.$$

За пневмохидравличните ЗдУ се задава диаметъра на буталото на пневмоцилиндъра.

За всеки тип ЗдУ се задава набора от стойности на изходната сила W, съответстваща на набора от диаметри D_j

$$W_j = \{W_{j,1}, W_{j,2}, \dots\dots\dots\dots, W_{j,n}\}.$$

Изборът на диаметъра D_j и дължината L_j на ЗдУ се извършва, отчитайки размерите на масата на машината.

- *Формиране на множеството допустими алтернативни варианти на затягащи устройства*

Множеството допустими алтернативни варианти ЗУ се формира на основа на базов набор алтернативни варианти от СМ и ЗдУ,

използвайки основният критерий за избор на СМ – коефициента на усилване и зависимост (1).

Въз основа на това процесът на формиране на множеството алтернативни варианти може да се представи като последователност от следните етапи:

1. От всички възможни варианти ЗдУ се изключват тези, които са неприложими в производствените условия за които е предназначено проектираното приспособление (напр. липсата в цеха на хидросистема изключва от разглеждане вариантите с хидравлични ЗдУ). По този начин на този етап изходното множество Z_0 се стеснява до подмножество Z.

2. Анализира се множеството W_j с цел намиране на такива стойности $W_{j,p}$, които могат да осигурят за дадения тип ЗдУ необходимите закрепващи сили Q. В резултат се формира начално множество от алтернативни варианти, съдържащи съчетания „СМ – ЗдУ – диаметър на буталото (мембраната)“ (при ръчно задвижване „СМ – РУ„), параметрите на които удовлетворяват израз (1), и могат да се представят формално във вида

$$A = \lfloor S_k, Z_j, D_{j,p} \rfloor,$$

$$S_k \in S; Z_j \in Z; W_{j,p}.i_k^{\min} Q \le W_{j,p}.i_k^{\max},$$

където $i_k^{\min}$ и $i_k^{\max}$ са съответно долната и горната граница на коефициента на усилване на СМ.

Примерни варианти: <винтово - лостов СМ, хидравлично ЗдУ с бутало 30 mm> или < винтов СМ, ръчно закрепване>.

3. За всеки от алтернативните варианти в множество А въз основа на параметрите Z_j (тип ЗдУ) и $D_{j,p}$ (диаметри) се извършва оценка на възможните стойности на дължината на ЗдУ – $L_{j,p}$. Тази оценка е приблизителна и може да се представи като непрекъснато множество от възможни стойности на дължини, функцията на принадлежност към което допуска интерпретация на ниво характеризиращо се с определени стойности на дължината за даден диаметър.

От множеството А се отделя подмножество Х от алтернативни варианти, за които се удовлетворяват ограниченията по габарити, т.е.

$$D_{j,p} < D_0;\ L_{j,p} < L_0.$$

Множеството Х, което се получава на етап 3, съдържа допустимите алтернативни варианти ЗУ. Следващите стъпки от моделирането са свързани са с ранжиране на допустимите алтернативи в съответсвие с нивото на препочитане за условията при които се избира ЗУ.

- *Оценка на алтернативните варианти затягащи устройства.*

В случая е удобно да се използва методът за анализ на йерархиите [3] или методът на разпределение на приоритетите [4]. При първият задачата за оценка на нивото на предпочитане на алтернативите се разглежда като йерархична съвкупност от подзадачи по отделните критерии, и процедурата се свежда до синтез на оценки на алтернативите по всеки от критериите и оценка на относителната важност на критериите. Оценките се измерват в безразмерна скала и имат смисъл на нива на относителна значимост на алтернативите за достигане на главната цел.

При методът за анализ на йерархиите се извършва декомпозиция на изходната задача на определен брой съставни, в резултат на което се построява йерархия, върхът на която е главната цел (избор на рационален вариант ЗУ), а междинните нива съдържат критериите за оценка на постигането и. На най-ниското ниво се намира множеството от алтернативни варианти ЗУ (фиг. 2).

Освен критериите C_1, C_2, C_3 и C_4, йерархията може да съдържа и други, зависещи от условията при конкретната задача (напр. възможност за многоместна и многопозиционна обработка, сложност при сглобяване и др.) Параметърът λ характеризира степента на относителна тежест на даден критерий спрямо другите, като за оценката му съществуват методи, основен от които е методът на сравнения по двойки между отделните елементи [3].

Информацията за оценка на алтернативните варианти за всеки критерий се представя под формата на експертни оценки за относителното ниво на предпочитание на една алтернатива спрямо друга по смисъла на съответния критерий.

Оценката по критерият „*Бързо-действие*“ C_1 се определя от вида на използвания СМ (стойността на параметъра S_k), като алтернативите със същата стойност на посочения параметър са с еднакви оценки.

Ако $C_1(S_k)$ е оценката на СМ от типа S_k получена по метода на сравнения по двойки, в съответствие с принципите на метода за анализ на йерархиите $\sum_{k=1}^{K} C_1(S_k) = 1$. Тогава всички алтернативи $x \in X$, свързани със СМ от типа S_k, ще имат относителна оценка

$$C_1(X) = \frac{C_1(S_k)}{\sum_{k=1}^{K} n_k . C_1(S_k)}, \qquad (2)$$

където n_k е брой на вариантите в множеството X, имащи СМ от типа S_k.

Оценката по критерият „*Само-задържане*“ C_2, също зависи от параметъра S_k, характеризиращ използваният тип СМ. Множеството алтернативни варианти X се разбива на три подмножества

$$X = X_S \cup X_{ps} \cup X_{ns},$$

където X_S са алтернативните варианти, осигуряващи самозадържане; X_{ps} - осигуряващи частично самозадържане; X_{ns} - неосигуряващи самозадържане.

Установяват се относителните приоритети на наличието и липсата на самозадържане - $C_2(X_S)$, $C_2(X_{ps})$ и $C_2(X_{ns})$ и оценките на алтернативните варианти X_S, X_{ps} и X_{ns}:

$$C_2(X) = \frac{C_2(X_s)}{n_s C_2(X_s) + n_{ps} C_2(X_{ps}) + n_{ns} C_2(X_{ns})}, \qquad (3)$$

$$C_2(X) = \frac{C_2(X_{ps})}{n_s C_2(X_s) + n_{ps} C_2(X_{ps}) + n_{ns} C_2(X_{ns})}, \qquad (4)$$

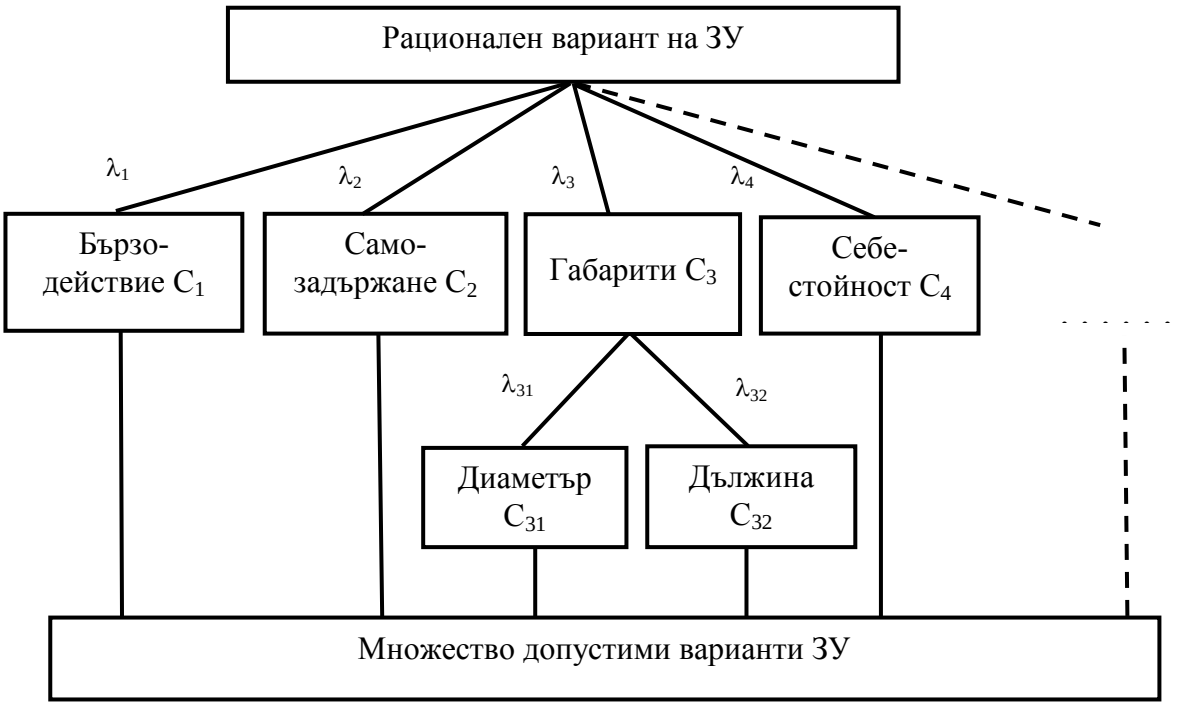
$$C_2(X) = \frac{C_2(X_{ns})}{n_s C_2(X_s) + n_{ps} C_2(X_{ps}) + n_{ns} C_2(X_{ns})}, \qquad (5)$$

където n_s е брой на вариантите, осигуряващи самозадържане; n_{ps} –осигуряващи частично самозадържане; n_{ns} – неосигуряващи самозадържане.

Оценката по „*Габарити*“ се извършва с критериите $C_{3,1}$ и $C_{3,2}$, свързани с нивото на предпочитане на вариантите по отношение на диаметъра на буталото (диафрагмата) и дължината на ЗдУ. Въвеждат се множествата $\tilde{C}_{3,1}$ и $\tilde{C}_{3,2}$, характеризиращи предпочитаните стойно-сти на тези параметри. Основните параметри на функциите на принадлежност в тези множества се избират, като се отчете какво е вградено в концепцията за предпочитане в условията на задачата за избор на ЗдУ. В повечето случаи се поставя изискването за най-малки размери, съответстващо на монотонно нарастване на функциите на принадлежност в интервалите от 0 до D_0 или от 0 до L_o.

Оценката по критерият „*Себе-стойност*“ C_4 се извършва при положение, че информацията за себестойността на ЗдУ дава възможност за сравнение по двойки на различни типове ЗдУ с еднакъв диаметър на буталото (диафрагмата), а също така ЗдУ от един тип при различни диаметри.

Ако $C_4(Z_j)$ са относителните приоритети на различните типове ЗдУ ($Z_j \in Z$) при еднакви диаметри, а $C_4(D_{j,p})$ - относителните приоритети на ЗдУ от един тип Z_j при различни диаметри $D_{j,p}$, то нивото на предпочитане на алтернативните варианти се определя като произведение от тези величини, разделено на сумата от тези произведения за всички варианти.



Фиг. 2. *Йерархична структура на критериите за оценка на алтернтивните варианти ЗУ*

$$C_4(X) = \frac{C_4(Z_j).C_4(D_{j,p})}{\sum_{s,r} C_4(Z_s).C_4(D_{s,r})}, \qquad (6)$$

Резулатът от йерархичният синтез са обобщени оценки на нивото на предпочитание на вариантите $x \in X$

$$C(X) = \sum_j \lambda_j C_j(X) \cdot \qquad (7)$$

Стойностите на C(x) подреждат алтернативните варианти според степента на предпочитание в контекста на задачата за избор на оптимални параметри на ЗУ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разкрити са критериите за избор на закрепващи устройства, необходими при разработването на математичен модел за техният избор.

2. Разработен е модел за избор на параметрите на затягащите устройства, основан на методът за анализ на йерархиите.

3. Разработката се явява част от система за автоматизирано проектиране на приспособления за установяване на заготовките при механично обработване.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ilickij V., B. Zotina, Automated selection of elementary and combined clamping devices in machine fixtures, Bryansk, BGTU, 2002.

[2] Metev H., Technological equipment (fixtures for locating of workpieces), UP "V. Aprilov", Gabrovo, 2013.

[3] Saati T., Decision making. Method for analysis of hierarchies, Moscow, Radio and communication, 1993.

[4] Angelova Y., K. Krumov, T. Kuzmanov, Evaluation with allocation of priorities of the laser marking method, Ecology and health, House of science and technique, Plovdiv, 2016, p. 489-494.

EFFECT OF ADDITIVE MANUFACTURED MICRO BEAM LENGTH ON DISPLACEMENT

Osman ULKIR[1]

[1] *Department of Electronics and Automation, Mus Alparslan University, Mus, 49100, Turkey*

Abstract

In this study, fabrication and displacement analysis of the micro beam forming the basis of many micro-electro-mechanical system (MEMS) was performed. Micro beam fabricated using digital light processing (DLP), one of the additive manufacturing methods. An experimental setup was created to observe the displacement of the micro beam under 10V operating voltage. This voltage value was chosen because it is an optimum value for micro beam applications. For the characterization process, the micro beam connected to the probe station is connected to a circuit board with cables attached to the electrical pads. An optical microscope and a digital camera setup were used to observe displacements at the probe station. These displacements are determined by the image processing algorithm. In experimental studies, the displacements that occur by changing the length of the micro beam fabricated by the additive manufacturing method have been reported. A significant increase has been observed among the displacement data that occur in micro beams fabricated in four different lengths (100 µm, 150 µm, 300 µm, and 400 µm). As a result of the characterization processes, the highest displacement was 4.95 µm in the 400 µm length micro beam; the lowest displacement was measured as 1.39 µm in the 100 µm long micro beam. The displacement values for the micro beam lengths of 150 µm and 300 µm were measured as 2.32 µm and 4.15 µm, respectively. As a result, it has been observed that the change of micro beam length seriously affects the displacement properties.

Keywords: micro-electro-mechanical system, micro beam, characterization, image processing algorithm

INTRODUCTION

Microelectromechanical system (MEMS) is an integrated electromechanical system where the feature size and operating range of the components are on a micro-scale. Unlike traditional mechanical processing, the fabrication of the MEMS device uses semiconductor manufacturing, which includes surface micro processing and bulk micro processing, which can be compatible with an integrated circuit [1, 2]. These devices or systems have the ability to detect, control, activate, and create macro-scale effects. Many of the existing MEMS devices are electrostatic driven devices such as capacitive pressure sensors, drivers, micro pumps, RF switches, and vacuum resonators. Although microelectronic devices are solid and mechanically immovable, MEMS devices have moving 3D microstructures; micro consoles, micro actuators, micro beams, membranes, etc. [3-5]. In general, MEMS technology is used in automotive, biomedical, and, electric etc. [6, 7]. It offers low cost and high performance multifunction integrated devices for use in a wide range of consumer and industrial applications.

Additive manufacturing is a fabrication method that has enabled the easy production of miniaturized components. These components are used for building MEMS devices. This method is used to create parts from a computer-aided design (CAD) drawing where 3D models can be drawn in a virtual area followed by its printing through the layer-by-layer deposition of the constituent materials. One of the most important advantages of additive manufacturing is its ability to construct miniaturized structural geometries using simple steps that are not reachable by traditional subtractive fabrication methods. In recent years, 3D printing technology has made a significant advance in terms of innovation, leading to a paradigm shift from easy prototyping to mass fabrication, paving the path for MEMS device production using such methods [8, 9].

Micro beams are MEMS based systems with dimensions ranging from 1 μm to 1 mm. The application areas of these systems are gradually increasing and the technologies related to their construction are constantly developing. Micro beams are used as important components of structures such as many micro devices, and sensors [10, 11]. A current arises as a result of the application of electrical potential to the micro beam. When this current passes through the microstructure, it generates heat energy. This energy heats the structure and creates thermal stress. As a result, displacement occurs on the micro beam.

Fabrication of the designed micro beam was carried out by the digital light processing (DLP) method, one of the additive manufacturing techniques. DLP method using photocurable resins is attractive because it can be used to produce a single layer of the 3D object through spatially controlled solidification by using a projector light. This leads to the advantages of speed manufacturing, high resolution, and high surface quality. Besides, it is possible to tailor the final properties of the printed object by simply changing the photocurable resin formulations [12].

An experimental setup was created to observe the displacement of the different length micro beam under 10V operating voltage value. This voltage value was chosen because it is an optimum value for micro beam applications. Image processing algorithm has been developed for characterization processes. In the literature, sensor and camera systems, which are modules connected to probe stations, are used for the characterization processing of MEMS products [13, 14]. These systems are usually used to detect the motion of the products. In other words, we can say that the characterization process is performed with the hardware equipment. Because this equipment is expensive, it increases the cost of work. In this study, the displacement as a result of the voltage value applied to the micro beam was photographed, and the displacement of the beam according to the zero position was obtained with the image processing algorithm.

In this study, digital light processing, one of the additive manufacturing methods, was examined in detail, and micro beams of different lengths were fabricated using this method. An experimental setup was created to observe the displacement of the micro beams under constant operating voltage values. The displacement of the beam is determined by the image processing algorithm. As a result, it was observed that the change of micro beam length affects the displacement when a constant voltage is applied.

MATERIAL AND METHODS

Design Conditions

Thermal and electrical characterization of the 3D designed micro beam can be performed with a single model. The geometric structure of the designed micro beam is shown in Figure 1. Displacement by characterization is achieved by passing a current through the micro beam. Heat is generated as a result of the current flowing through the beam, and the increase in temperature causes displacement through thermal expansion. This allows the micro beam to move.

The micro beam is designed to move in one direction (y-axis). Characterization processes were carried out by applying DC voltage. For the displacement of the micro beam in the y-axis, the legs at both ends are connected to a substrate and voltage is applied. With the current and heat generated as a result of the applied voltage, the displacement of the micro beam in the y-axis is ensured.

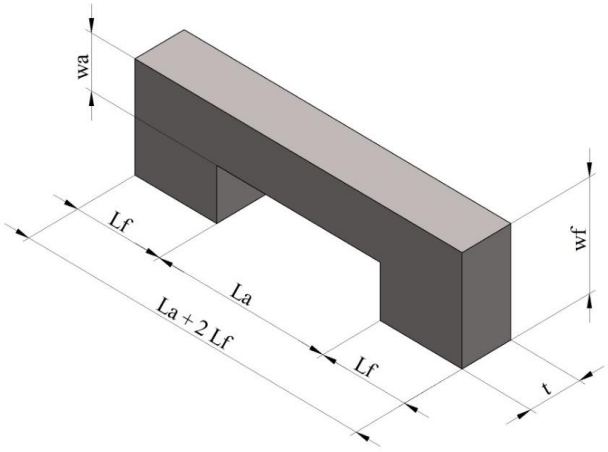


Fig. 1. *3D design of the micro beam*

The micro beam is designed in four different lengths: 100 μm, 150 μm, 300 μm, and 400 μm length. Various length displacement analyses of the micro beam were

made with this design. All the dimensions of micro beam are shown in Table 1. These values were obtained with the measurements of the beam made with the DLP method. All of the designs and dimensions were made according to the specifications given in the design criteria. A photopolymer material is used in the fabrication of micro beam.

Table 1. Descriptions of micro beams designed in different lengths

Parameter (μm)	Symbol	Micro Beam-1	Micro Beam-2	Micro Beam-3	Micro Beam-4
Length of feet	$_f$	25	25	25	25
Length of the arm	$_a$	50	100	250	350
Height of the arm	w_a	25	25	25	25
Height of the feet	w_f	50	50	50	50
Thickness of the beam	t	30	30	30	30

Digital Light Processing

Digital light processing (DLP) is an additive manufacturing method that uses ultraviolet (UV) light to solidify a liquid photopolymer material. This method is widely used in 3D printing due to its high resolution, fast printing speed and simple structure. The working principle of DLP method is shown in Figure 2.

Before the writing process begins, the 3D CAD model of the object is first sliced into layers in a parallel plane (Figure 2). Each slice that comes out in the next step is transformed into a 2D mask image. A projection device is used to harden the resin in the tank. This device uses a digital masking method to reflect the mask image onto the resin surface. The 3D object is produced layer by layer in this system. Unlike other stereolithography (SLA) techniques that use different light sources, DLP technique uses an aerial light source to reflect the entire mask image at the same time. As a result, the fabrication process performed by the DLP method is faster than other 3D printer techniques.

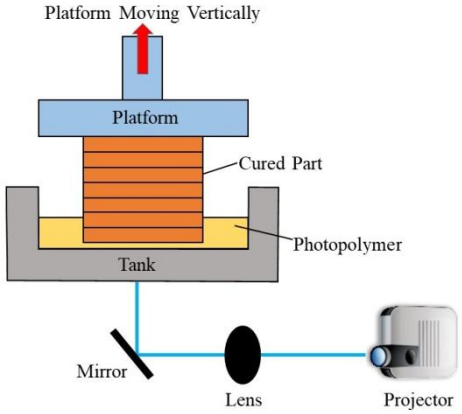


Fig. 2. *Schematic of the DLP printing system [15]*

In order to successfully solidify the liquid photopolymers used for the production of 3D material, the DLP method requires sufficient light intensity to the liquid surface. The projector used in this study is equipped to provide a 400 nm HD ultraviolet light source. Lenses are placed between the projector and the work surface to provide the light intensity. The XY resolution of the 3D printer used for DLP method is 65 μm and the maximum building size is 125x70x120 mm. In this case, the production of large models is difficult. As the masking method in our study, the projector uses the digital micro mirror device (DMD) method. An optical reflector is used to adjust the direction of UV light. An electrical position adjustment device is used to adjust the position of the reflector. The resin vat is with an optical quartz glass bottom and Aluminum frame. A flexible compressing device is used to press the resin vat. This device lets the vat be lifted at a specific height. The pressing force that the device enforces to the vat rises as the lifting height increases to refrain effect forces. The aluminum frame is used as a curing bed for the resin. For the DLP method, the material used in this study was the IP-S resin, which is a photopolymer.

RESULTS AND DISCUSSIONS

Fabrication

In this section, the micro beam, whose CAD model is given in Figure 1, was fabricated using 3D printing device. After the CAD model of the micro beam is sliced and transformed into mask images, the images are loaded into the printer. The printing process begins after the photopolymer material is

poured into the resin vat. In the printing of the first layer, the platform is driven down to form a gap with the base of the resin tank. As this layer cures, the printing process is paused and the current position of the platform is recorded. The platform is then lifted up. After the zero position of the platform is recalibrated, the platform is placed on top of the last attempt to reduce the separation force and create a larger gap. The platform is driven closer to the bottom of the tank and the first layer is reprinted. After the first layer is printed successfully, the remaining layers are printed.

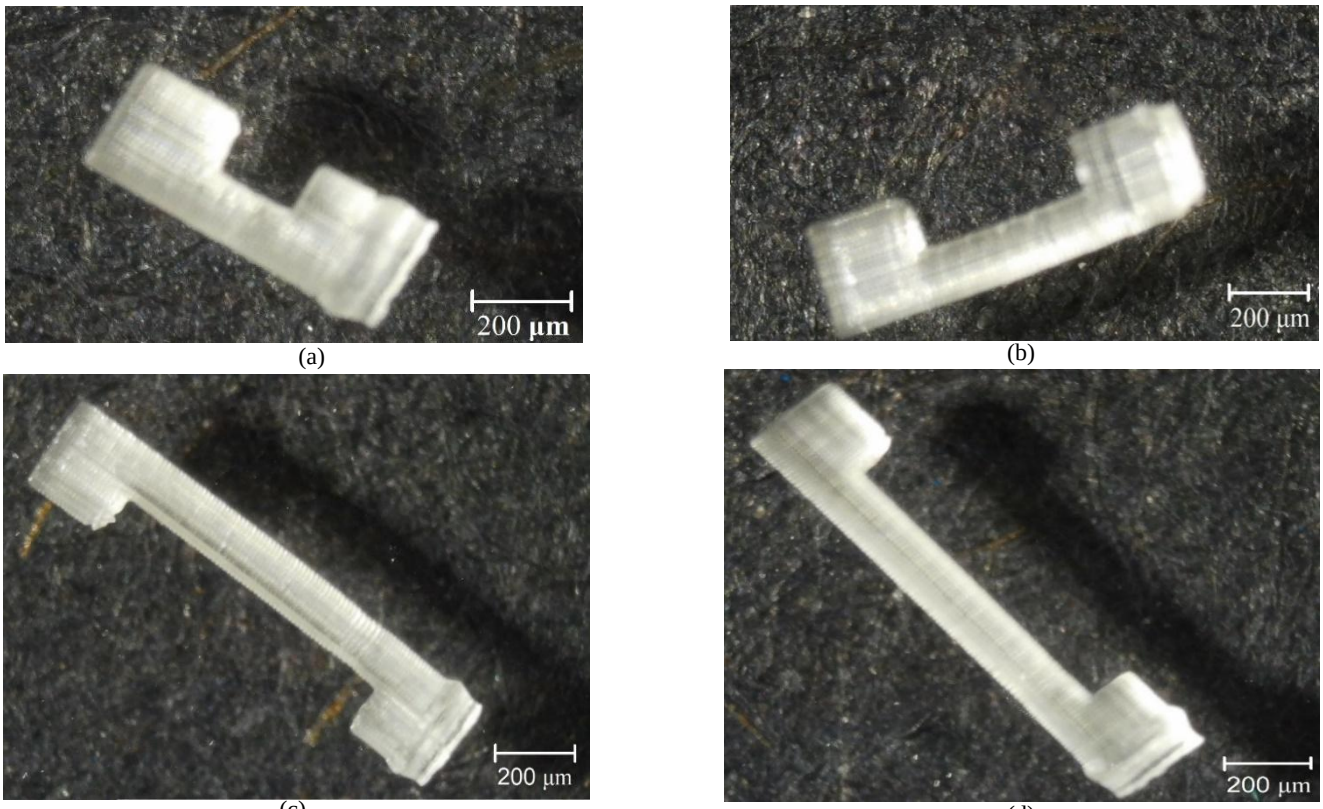


Fig. 3. *Images of the micro beams fabricated with the DLP method (a) fabrication of micro beam-1 (b) fabrication of micro beam-2 (c) fabrication of micro beam-3 (d) fabrication of micro beam-4*

Support structures are used in the 3D-model of micro beam. The number of supports used in the arms of the beam is 30, its diameter is 4 µm and the height is 5 µm. In cases where the number of supports in the arms is low, structural distortions occurred during the fabrication of the micro beam. The optimum support number for this application has been determined as above. These support structures allow the micro beam arms to be held together. The lack of supports causes structural defects in the beam. If the support structures are not fabricated correctly, it will cause deterioration and breakings in the micro beam. Images of the micro beams (micro beam-1, micro beam-2, micro beam-3, and micro beam-4) fabricated with the DLP are shown in Figure 3.

Characterization

An experimental setup was created to observe the displacement of the various length micro beam at 10V operating voltage value defined earlier. To characterize the displacement of micro beam in a probe station, an installation was used that included a 120x magnification optical microscope and a c mounting adapter for a digital camera. In this study, “Cascade Microtech PM5” was used as a probe station. In this study, “Cascade Microtech PM5” was used as a probe station. The micro beam connected to the probe station for the characterization process is attached to a circuit board with cables attached to the electrical pads. Besides, the device called “Keithley 2182A - Nano Voltmeter” was used

as the voltage source to determine the current-voltage (I-V) properties of the micro beam. Electrical tests were carried out on the micro beams.

The operating voltage value for the micro beams were determined by 10V. This voltage value was chosen because it is an optimum value for micro beam applications. Observations of micro beam displacements were made using a video recording setup described hereinafter. Voltages above operating voltage value can cause the micro beam to melt and distortion.

The displacements of the micro beam are recorded as a video sequence at 2 fps. During the experimental studies, videos characterizing the displacements of the micro beam were obtained. The frames in these videos were analyzed using an image processing algorithm that measured the displacement of the micro beam between consecutive frames

According to this algorithm, the image before applying a voltage to the micro beam is taken as a reference. The operating voltage value is then applied to the micro beams. After voltage was applied, the images of the micro beams were taken. The images taken were compared with the reference images and analyzed by the image processing algorithm. As a result of the analysis, the displacements of the micro beams is detected.

For a clear understanding of this algorithm, the detection of displacement by applying 10V voltage to the 150 µm length micro beam-2 is described below with the image processing technique:

- First, the reference image was taken. The image before applying a voltage to the micro beam was taken as in Figure 4. This image was taken using a microscope.

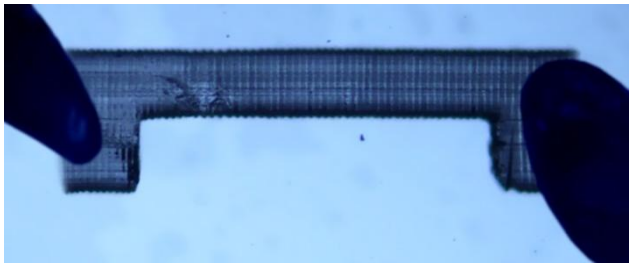


Fig. 4. *The reference image before applying voltage*

- Pixel and length calculations related to this image were made with MATLAB. Pixel calculation was obtained according to the length of the micro beam. These calculations were made according to the length of the arm of the micro beam. This arm length is 100 µm. The pixel value of this arm was calculated as 729 µm with image processing. We need to define the Pixel Micron Ratio (PMR). The PMR value is obtained as in Equation 1.

$$PMR = \frac{length\ of\ arm}{value\ of\ pixel} = \frac{100}{729} = 0.137 \quad (1)$$

- After the calculations related to the reference image above, the image obtained by applying 10V voltage to the micro beam was transferred to the MATLAB program (Figure 5).

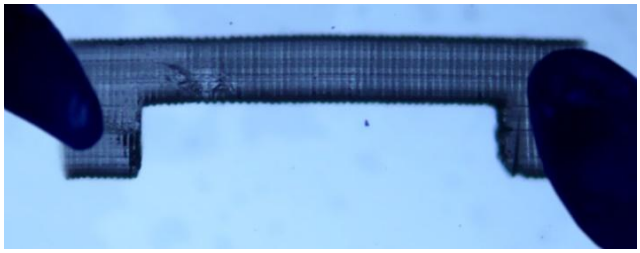


Fig. 5. *Image obtained when 10V voltage is applied to the micro beam*

- Figure 4 and Figure 5 must be combined to calculate the displacement of the micro beam. When these operations are done with image processing codes, the new image is acquired, as in Figure 6. Since it is important to displace the y-axis of the micro beam, the image has been enlarged with codes (Figure 7). If the corner points of the micro beam are looked at, the micron level displacement has emerged. It is necessary to measure how far the corner point of the micro beam goes in pixels on the y-axis to find this displacement. Two pointers are placed at the corner point for this measurement. The top pointer represents the reference image of the micro beam before applying voltage, and the bottom pointer represents the image after applying a voltage to the micro beam.

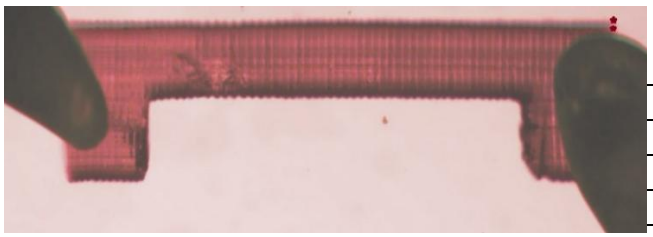


Fig. 6. *Combining of two image*

- This motion is obtained from the difference between two points' pixel change (PC) as in Equation 2.

$$PC = 225 - 208 = 17 \quad (2)$$

- Micro exchange (MC) value is obtained as in Equation 3:

$$MC = PC * PRO = 17 * 0.137 = 2.32\mu m \quad (3)$$

Fig. 7. *Zoomed form of two images*

After applying 10V voltage to the micro beam-2, the displacement was measured as 2.32 µm. When all these operations are done for each micro beams, displacement values are obtained as in Table 2. Characterization operations were carried out in the 10V voltage value at room temperature. When the values in Table 3 are examined, it has been observed that the change of micro beam length significantly affected the displacement data. Operating the micro beams close to the upper voltage can speed up system failure and increase the chances of wear and failure. Thus, the operating voltage can be determined according to the optimum voltage level between the lower and upper operating thresholds.

Table 2. Characterization results of the micro beams

	Length [µm]	**Displacement [µm]**
micro beam-1	100	1.39
micro beam-2	150	2.32
micro beam-3	300	4.15
micro beam-4	400	4.95

CONCLUSION

In this study, fabrication and displacement analysis of the micro beam forming, the basis of many microelectromechanical systems (MEMS) was performed. Micro beam fabricated using digital light processing (DLP), one of the additive manufacturing methods. This method is a common method used in 3D printer devices. In the fabrication of some CAD designs used in the manufacturing process, breaks and distortions occurred. This is due to the differences in support structures. The total number of supports on the arm of the fabricated micro beam was 30, and the distance between the two supports was adjusted as an average of 10-15 µm. Supports with a diameter of 4 µm are manufactured using the DLP method.

An experimental setup was created to observe the displacement of the micro beam under 10V operating voltage. This voltage value was chosen because it is an optimum value for micro beam applications. For the characterization process, the micro beam connected to the probe station is connected to a circuit board with cables attached to the electrical pads. An optical microscope and a digital camera setup were used to observe displacements at the probe station. The displacement of the micro beam was recorded as a sequence of images. Upon completion of the studies in the experimental design, pictures characterizing the micro beam displacement were obtained. The frames in the picture taken were analyzed using a special image processing algorithm that measures the displacement of the micro beam in MATLAB.

In experimental studies, the displacements that occur by changing the length of the micro beam fabricated by the additive manufacturing method have been reported. A significant increase has been observed among the displacement data that occur in micro beams

fabricated in four different lengths (100 μm, 150 μm, 300 μm, and 400 μm). As a result of the characterization processes, the highest displacement was 4.95 μm in the 400 μm length micro beam; the lowest displacement was measured as 1.39 μm in a 100 μm length micro beam. The displacement values for the micro beam lengths of 150 μm and 300 μm were measured as 2.32 μm and 4.15 μm, respectively. As a result, it has been observed that the change of micro beam length seriously affects the displacement properties.

REFERENCE

[1] Bernstein, J. J., Bancu, M. G., Cook, E. H., Chaparala, M. V., Teynor, W. A., & Weinberg, M. S. (2013). A MEMS diamond hemispherical resonator. Journal of Micromechanics and Microengineering, 23(12), 125007.

[2] Choudhary, N., & Kaur, D. (2016). Shape memory alloy thin films and heterostructures for MEMS applications: A review. Sensors and Actuators A: Physical, 242, 162-181.

[3] Faria, D., Abreu, C. S., Buciumeanu, M., Dourado, N., Carvalho, O., Silva, F. S., & Miranda, G. (2018). Ti6Al4V laser surface preparation and functionalization using hydroxyapatite for biomedical applications. Journal of Biomedical Materials Research Part B: Applied Biomaterials, 106(4), 1534-1545.

[4] Lee, K. W., Kanno, S., Kiyoyama, K., Fukushima, T., Tanaka, T., & Koyanagi, M. (2010). A cavity chip interconnection technology for thick MEMS chip integration in MEMS-LSI multichip module. Journal of Microelectromechanical Systems, 19(6), 1284-1291.

[5] Ulkir, O. (2020). Design and fabrication of an electrothermal MEMS micro-actuator with 3D printing technology. Materials Research Express, 7(7), 075015.

[6] Mehrpouya, M., & Cheraghi Bidsorkhi, H. (2016). MEMS applications of NiTi based shape memory alloys: a review. Micro and Nanosystems, 8(2), 79-91.

[7] Zang, X., Zhou, Q., Chang, J., Liu, Y., & Lin, L. (2015). Graphene and carbon nanotube (CNT) in MEMS/NEMS applications. Microelectronic Engineering, 132, 192-206.

[8] Gibson, I., Rosen, D. W., & Stucker, B. (2014). Additive manufacturing technologies (Vol. 17). New York: Springer.

[9] Tofail, S. A., Koumoulos, E. P., Bandyopadhyay, A., Bose, S., O'Donoghue, L., & Charitidis, C. (2018). Additive manufacturing: scientific and technological challenges, market uptake and opportunities. Materials today, 21(1), 22-37.

[10] Shafiei, N., Mirjavadi, S. S., MohaselAfshari, B., Rabby, S., & Kazemi, M. (2017). Vibration of two-dimensional imperfect functionally graded (2D-FG) porous nano-/micro-beams. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 322, 615-632.

[11] Farokhi, H., Ghayesh, M. H., Gholipour, A., & Hussain, S. (2017). Motion characteristics of bilayered extensible Timoshenko microbeams. International Journal of Engineering Science, 112, 1-17.

[12] Chang, W. C., Yarn, K. F., & Chuang, W. C. (2009). Polymer nano-bragg waveguide using MEMS process. Digest Journal of Nanomaterials & Biostructures (DJNB), 4(1).

[13] Ouakad, H. M., & Younis, M. I. (2014). On using the dynamic snap-through motion of MEMS initially curved microbeams for filtering applications. Journal of Sound and Vibration, 333(2), 555-568.

[14] Zeng, W., Wang, Z., Weng, M., & Liu, Y. (2012). Micro-electrode array and micro-hole array fabrication by combined micro-WEDM and EMM. Digest journal of nanomaterials and biostructures, 7(2), 755-761.

[15] Wu, C., Yi, R., Liu, Y. J., He, Y., & Wang, C. C. (2016, October). Delta DLP 3D printing with large size. In 2016 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS) (pp. 2155-2160). IEEE.

DENSITY BEFORE SINTERING WATER DISPERSED IRON POWDERS

T. Kovachev, I. Miteva, I. Mitev
TU - Gabrovo

Abstract

In the present study,is invesigated the influence of the pressing force on the density of powder metallurgical samples of water - dispersed iron powders before their sintering. Tabular and graphical data presents dependenceis on the influence of pressing force, type of iron powder and plasticizer on the density of iron samples before their sintering and pressing. Three iron powders obtained by dispersion with water - ABC 100.30, AHC 100.29 and ASC 100.29 were used. Three types of plasticizers have been added to them and they have been pressed with efforts of 300 ÷ 800 MPa. Density of tested samples was determined by there weight.

Keywords: powder metallurgy, iron powders type ABC 100.30, AHC 100.29 and ASC 100.29. water dispersion, density, plasticizer, pressing force

INTRODUCTION

Dispersion of melts is the cheapest method for obtaining iron and alloy powders. In principle, its basis is that the melt is subjected to the action of a stream of heated gas or a jet of liquid, as well as to centrifugal forces and rotating solid surfaces. As a result, it turns into drops. Which latter solidify after rapid cooling in a chamber, sometimes using cooling media. The method has a number of advantages over other industrial methods for obtaining powders, expressed in:[2,6]

- high productivity;
- high manufacturability;
- possibility for automation;
- small energy losses;
- high quality powders.

The different technological options for dispersing the melt can be divided into two main groups:

- centrifugal dispersion;
- nozzle spraying.

In addition to these two groups of methods, they have found less application in practice:[3]

- ultrasonic spraying;
- electropulse spraying;
- detonation spraying;
- electromagnetic field spraying;
- electronic evaporation with ion or laser beam, etc.

On an industrial scale, hot air and water spraying has found the greatest application. A schematic diagram of the technological process is presented in Fig.1.[3,4]

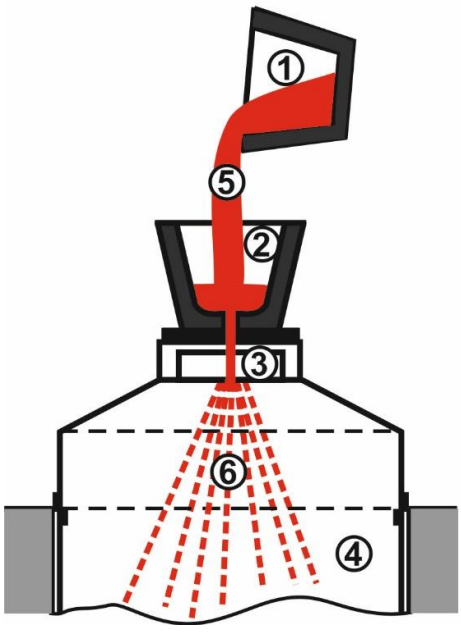


Fig. 1. Schematic diagram of installation for dusting metal powders
1 - crucible; 2 - metal receiver; 3 - nozzle; 4 – bunker.

The most responsible unit in the atomizer is the nozzle. It can be pneumatic (for gas spraying) or hydraulic (for liquid spraying). Pneumatic nozzles, can be used in subsonic and supersonic, with preferences tending to the last one. There is a process of intensification and stabilization of the technological regime. These nozzles can be used with hot or cold gas. Hot gas nozzles are used for spraying easily fusible materials (tin, zinc, aluminum, lead, etc.). Cold gas nozzles are used to spray iron alloys and copper.

In the present publication we study the density before sintering of iron powders obtained by dispersion with water according to the scheme presented in Fig.1.

EXPOSURE

Three brands of iron powders were tested - ABC 100.30, AHC 100.29 and ASC 100.29. They are obtained by aqueous dispersion of a melt of iron scrub heated to temperatures of 1640 ÷ 1700ºC. Nozzles with a diameter of 14 ÷ 16mm were used for spraying.

After spraying, the main technological properties of the powders are determined, which are presented in Table №1.

Table 1. *Experimental results for technological properties of dispersed iron powders*

Powder mark	AHC 100.29	ASC 100.29	ABC 100.30
Max. particle size, μm	170	170	170
Apparent density, $.10^3 kg/m^3$	2,98	2,98	3,00
Flowability, s	25	25	25
Compaction at 420MPa, $.10^3 kg/m^3$	6,75	6,82	6,91
Max. O_2, %	0,10÷0,20	0,10÷0,15	0,10÷0,15
Max. C, %	0,01÷0,02	0,01÷0,02	0,01÷0,02

The experiments were performed at a compressive force of 300 ÷ 800 MPa.

To facilitate the pressing process, lubricants have been added to the starting iron powders - 0.8% zinc stearate, 0.6% Kenolube and Lubricated PS.

After pressing, the density of the briquettes was determined by the weighting method [5].

The experimental results in Tables №2, 3 and 4 are the arithmetic, which mean values of five measurements of briquettes with the same charge composition.

The graphical interpretation of the results for the three types of lubricants used is presented in Fig.2÷4. From the obtained graphic dependences it can be seen that with increasing press force the density of the samples changes exponentially. Initially, when pressing with a force of up to 500 MPa, the increase in density is more intense, then with increasing pressing force, the values for the density of the samples change more smoothly. This increase is different for the three brands of iron powder tested and the three types of plasticizers used in the pressing process.

Table 2. *Experimental results with 0.8% zinc stearate*

Brand powder	Pressing force, MPa					
	300	400	500	600	700	800
	ρ, g/cm^3					
AHC 100.29	6,45	6,74	6,89	7,14	7,20	7,31
ASC 100.29	6,57	6,82	6,93	7,19	7,24	7,33
ABC 100.30	6,69	6,91	7,06	7,27	7,30	7,36

Table 3. *Experimental results with 0.6% Kenolube*

Brand powder	Pressing force, MPa					
	300	400	500	600	700	800
	ρ, g/cm^3					
AHC 100.29	6,51	6,73	6,94	7,15	7,23	7,29
ASC 100.29	6,66	6,81	6,98	7,23	7,28	7,35
ABC 100.30	6,72	6,89	7,10	7,27	7,35	7,41

Table 4. *Experimental results with Lubricated PS*

Brand powder	Pressing force, MPa					
	300	400	500	600	700	800
	ρ, g/cm^3					
AHC 100.29	6,57	6,69	6,96	7,12	7,28	7,33
ASC 100.29	6,62	6,76	7,16	7,23	7,38	7,45
ABC 100.30	6,73	6,88	7,31	7,45	7,49	7,57

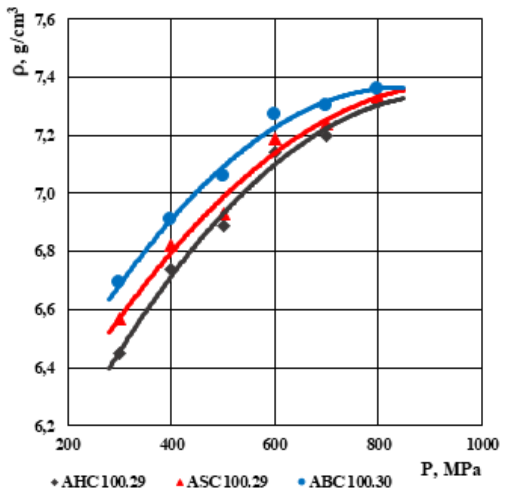


***Fig.2**. Change of density depending on the compressive force of samples containing 0.8% zinc stearate*

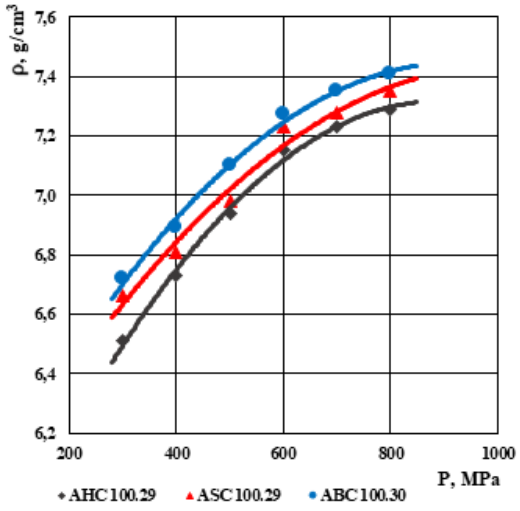


***Fig.3.** Change in density depending on the compressive force of beavers containing 0.6% "Kenolube"*

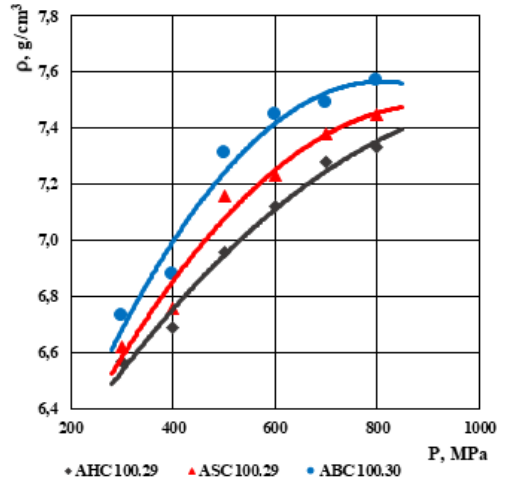


***Fig. 4.** Change of density depending on the compressive force of samples containing lubricated "PS".*

The most significant is the increase in density in iron powders type ABC 100.30 - 6.69÷7.57g/cm^3. For powders type AHC 100.29 and ASC 100.29 it is 6.45÷7.33 and 6.57÷7.45g/cm^3, respectively. This is explained by the lower compressibility values of these powders. Table 1 shows that the experimental values for the compressibility of iron powders ANC 100.29 and ACC 100.29 is 6.75 and 6.82g/cm^3, respectively, and of ABC 100.30 is 6.91g/cm^3.

Comparing the influence of the plasticizer on the density of the samples after pressing, it was found that the highest values are achieved when using the plasticizer Lubricated PS. The samples pressed with this plasticizer reach densities in the range of 6.57÷7.57g/cm^3. For samples compressed with 0.8% zinc stearate and 0.6% Kenolube, the density varies in the range of 6.45 ÷ 7.36 and 6.51 ÷ 7.41 g / cm^3, respectively. From the results obtained for the influence of the plasticizer on the density of the pressed samples, it may be recommended to use Lubricated PS plasticizer for iron powders obtained by the spraying method.

Comparing the experimental results obtained with those obtained in similar studies of iron powders obtained by reduction [1], it can be concluded that the powders obtained by aqueous dispersion after pressing with equal force have better compaction than those obtained by reduction. During the first stage of compaction with a force of up to 500MPa, the density of the water-dispersed powders exceeds that of the powders obtained by reduction by 0.42÷0.48g/cm^3. With an increase in the pressing force above 500MPa, this difference decreases and varies in the range of 0.22÷ 0.27g/cm^3. Differences in compaction can be explained by the different shape of the iron particles. The reduction technology produces particles with a spongy and dendritic structure, which at the initial moment of pressing are more difficult to compact than the particles with a spheroidal shape, which are obtained by water dispersion of melts.

CONCLUSION

From the conducted experiments and the results obtained in them, the following more important conclusions can be formulated:

The influence of the pressing force, the type

of iron powder obtained by water dispersion and the type of plasticizer used on the density of powder metallurgical samples after pressing with a force of 300 ÷ 800 MPa was traced.

It has been confirmed that during pressing the density of the samples changes exponentially with two zones clearly expressed in the graphs. Zone of intensive growth to a pressing force of 500 MPa and a smoother increase to pressing forces above 500 MPa.

The most significant increase in the density values depending on the plasticizer used is observed in samples of ABC iron powder - 6.69÷7.57g/cm^3. For powders type AHC 100.29 and ASC 100.29 it is less - respectively 6, 45÷7.33 and 6.57÷7.45g/cm^3. This is a result of their lower compressibility.

When pressing samples of iron powders obtained by the method of water dispersion, the use of a plasticizer Lubricated PS is recommended. Because other things being equal, the density of the samples is the highest - 6.57÷7.57g/cm^3.

All other things being equal, the achieved density of water-dispersed iron powders exceeds that of powders obtained by reduction by 0.42÷0.48g/cm^3, by pressing with a force of up to 500MPa and by 0.22÷0.27g/cm^3, by pressing with a force of 500÷800MPa.

The higher compaction of water-dispersed iron powders compared to those obtained by reduction is mainly due to their regular spherical shape.

REFERENCE

[1] Kovachev,J., I. Miteva**,** I.Mitev, Influence of Pressure Force on Density Before sintering of Iron Powder Materials Obtained by Reduction, AJ Industrial Technologies, Issue7/2020, ISSN 1314-9911, pp. 23÷27.

[2]Mitev, I. N, Industrial Materials, ECS-PRESS, Gabrovo, 2017, ISBN 978-954-490-556.

[3] Mitev, I. N, Modern Industrial Technologies - Part III (Progressive Methods for Mechanical Formation), ECS-PRESS, Gabrovo, 2016, ISBN 978-954-490-511-8.

[4]Mitev, I. N, Powder Metallurgy - Part I (Obtaining Powder Metallurgical Materials and Products,) UP „V.Aprilov", Gabrovo, 2004, ISBN 954-4683-233-2.

[5] Mitev, I, Structural Analysis, EX-PRESS, Gabrovo, 2013, ISBN 978-954-490-363-3

[6]Miteva, I., Perculiarities of the technological process in the preparation of metal powders,IJSTII „Machines technologies materials", year XIV, Issue 2/2020, pp.93÷95 ISSN 1313-0226.

REAL TIME BICYCLE ROBOT BALANCE CONTROL USING MACHINE LEARNING

Eray YILMAZLAR[1], Ercan COŞGUN[2], Hilmi KUŞÇU[3]
[1] *Kırklareli University, Technical Sciences Vocational School, Kırklareli, Turkey*
[2] *Kırklareli University, Technical Sciences Vocational School, Kırklareli, Turkey*
[3] *Trakya University, Mechanical Engineering Department, Edirne, Turkey*

Abstract

Classic control systems leave the place to artificial intelligence control systems. In this study, an exemplary system is realized. In this study, the balance control of a two-wheel bicycle system was carried out. The control process is first was realized by using the PID control algorithm. Angle, acceleration and motor control signals in this process were taken as training data and a training model was created. As a result of the training, the code produced for the machine learning algorithm was embedded on the control card. The control of new balance conditions was carried out in real-time with machine learning.

Keywords: Machine learning, PID, real time, balance control, Ensemble learning.

INTRODUCTION

Balance control is one of the main application areas of control systems. Studies on inverted pendulum control, ball and beam control, wheel pendulum control, steward platform, bicycle balance control example types continue to develop. Aim of this study, the balancing and control process of the bicycle robot was carried out using machine learnings.

During the bicycle robot balancing process, the system consists of a torque-generating pulley, DC motor that rotates the pulley, Arduino control card, motor driver and MPU 6050 gyro sensor, as shown in Figure 1.

Data for machine learnings were received in real-time via a bicycle robot. This data consists of the angle information generated by the MPU6050 sensor and the motor control signals generated to balance it. The proportional-integral-derivative (PID) controller is used to keep the system in balance without using the machine learnings method.

Machine learning is an artificial intelligence field that enables the system to create a model by using learning from past experiences and to make estimation against future situations[1]. Machine learning is used in many disciplines of our age. It provides convenience to devices and people in data analysis, decision making, estimation, conclusion and classification processes. The combination of machine learning and artificial intelligence with devices has enabled the creation of smart, self-guessing capable devices[2]. Today, many systems are used by making use of the capabilities of artificial intelligence. These abilities were used in this study to control the balancing system[3] [4].

SYSTEM AND DYNAMIC MODELS

The bicycle robot system consists of two parts. These parts are pendulum wheel and dc motor. In the control design, two variables are controlled. These are bicycle angle and wheel torque via dc motor. The dynamic model of the system is calculated by the Euler-Lagrange formula 1: Euler-Lagrange Equations (L) is a very useful method of extracting the equations of motion of the dynamic system. For the solution of the Euler-Lagrange equation, firstly there must be a difference in kinetic energy and potential energy[5]. The parameters of the system are shown in figure 2. The system model is specified in the equations below.

$$\mathcal{L} = T - V \quad (1)$$

T: Total kinetic energy of system
V : Total potential energy of system

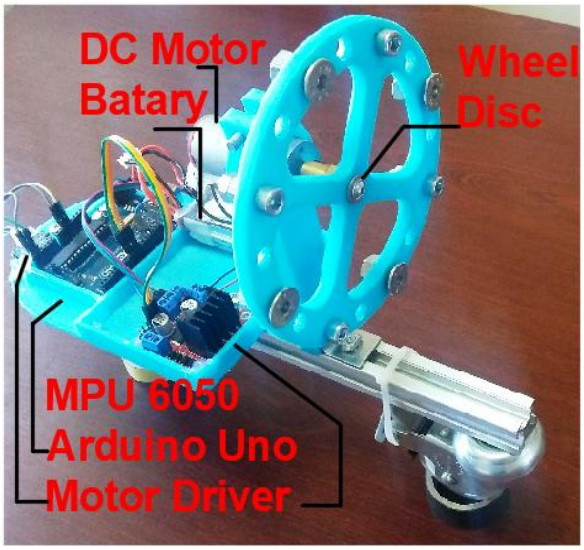


Fig. 1. *Bicycle Robot*

- *Mw* : Mass of the wheel
- *Mm*: Mass of the body
- *Iw* : Moment of inertia of Wheel
- *Im*: Moment of inertia of the body about the center of the robot
- *lF* : Distance between the center of the wheel and ground
- *lG*: Distance between the center of the robot body and ground
- *g: Acceleration of gravity*

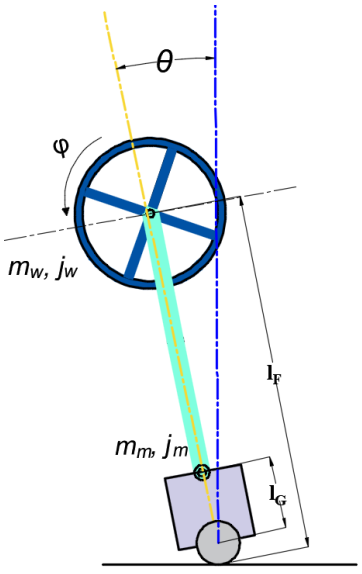


Fig. 2. *Parameter of the bicycle robot configuration*

The total potential energy and total kinetic energy of the system appears in eq. 2-3.

$$V = (m_w l_G + m_m l_F) g \cos\theta \tag{2}$$

$$T = (m_w {l_G}^2 + m_m {l_F}^2)\dot{\theta}^2 \tag{3}$$

The Lagrange difference equation appears eq. 4:

$$\mathcal{L} = (m_w l_G + m_m l_F) g \cos\theta - (m_w {l_G}^2 + m_m {l_F}^2)\dot{\theta}^2 \tag{4}$$

When the difference equation is written in the general Lagrange expression in 5

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{\theta}}\right) - \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \theta}\right) = T_G \tag{5}$$

where T_G denotes the reaction torque caused by the wheel. From equations(2-5), the dynamic equation is represented as equation 6.

$$\ddot{\theta} = \frac{(m_w l_G + m_m l_F) g \sin\theta}{2(m_w {l_G}^2 + m_m {l_F}^2)} + \frac{1}{2(m_w {l_G}^2 + m_m {l_F}^2)} T_G \tag{6}$$

After linearizing the system model of the bicycle robot in approximately θ~0°and $\theta^{|}$ ~0 /sec, the dynamic equation of the system body can be expressed as equation 7.

$$\ddot{\theta} = \frac{(m_w l_G + m_m l_F) g \sin\theta}{2(m_w {l_G}^2 + m_m {l_F}^2)} + \frac{k_{torque}}{2(m_w {l_G}^2 + m_m {l_F}^2)} T_F \tag{7}$$

Where T_F is the torque generated by the wheel. The relationship between T_G and T_F can be expressed as $T_G = k_{torque}.T_F$ [6].

CONTROLLER DESINGN

The main purpose of the PID control system is that the controlled process variable reaches the target in minimum time with error. PID control compares the reference value and feedback variables. In order to eliminate the error between two variables, proportional, integral and derivative parameters are applied

to the system. These parameters modify according to the system model. These Parameters are used in continuous cycling method and system response methods developed by Ziegler-Nichols. Large settling time and overshoot are minimized by Kp Ki Kd parameters[7][8][9].

Balancing control can be done by various methods. PID control system was used first for the control method with neural networks used in this study. Data on the PID control process were collected

In the control performed by machine learning, the data were classified according to the control structure performed with PID. The angle change and movement acceleration of the bicycle and the values of the pulse with modulation (PWM) signal produced for the DC motor were taken in real-time through the serial port. Since the PWM signals generated by PID change over time, the PWM signals are classified as 255-225-200-125-100-75. Generally, values between 75 and 125 produce a low amount of torque due to low speed and low-level balance distortion has been used. Values between 200 and 255 are used for fast and large balance changes. 3 * 10560 pieces of data were trained through MATLAB.

As a result of the training, the best training was achieved with Ensemble learning. Ensemble learning algorithms is a machine learning technique developed to increase the accuracy of classified systems. Classical machine learning algorithms normally predict using a single classifier. Ensemble Learning predicts more than one classifier[10]. As shown in figure 3. ROC curve and complexity matrix plots of the training can be seen in figures 4 and 5.

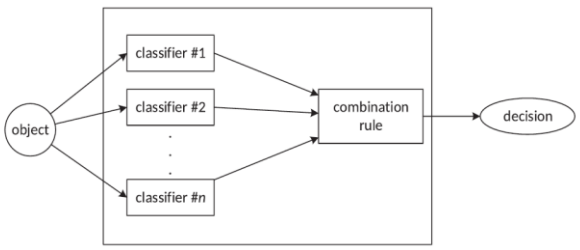


Fig. 3. *Ensemble learning diagram*

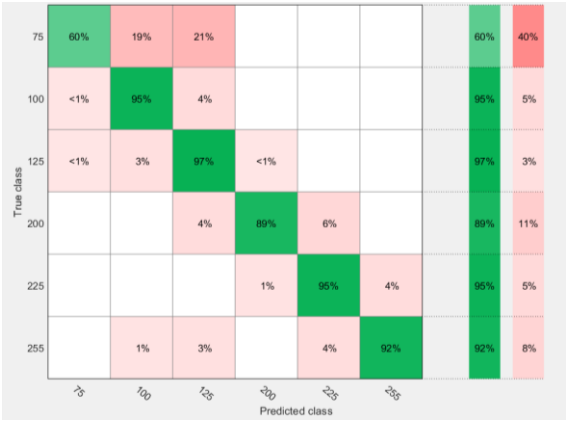


Fig. 4. *Complexity matrix of ensemble learning*

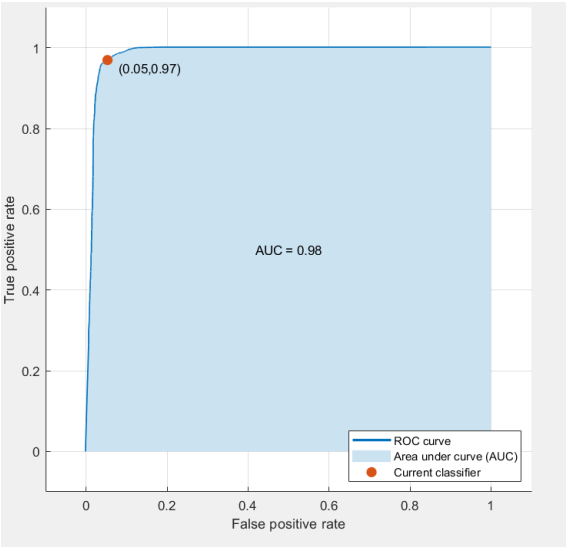


Fig. 5. *ROC curve of ensemble learning*

The C code of the training model obtained was produced and written on Arduino via MATLAB coder. The speed and direction of the motor were controlled according to the angle and acceleration information received from the robot.

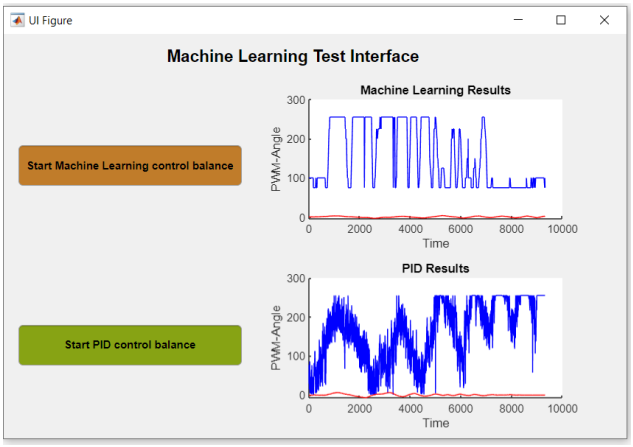


Fig. 6*. PID and machine learning test interface*

The data obtained can be seen in the app interface prepared in figure 6 and test analysis of different models can also be performed. It was designed that an app interface providing information on the differences, advantages and disadvantages on two different control type [11].

CONCLUSION

As a result of the work done, the balancing process was applied in both methods. PID control process analyzes and calculates fast and sudden emerging situations over time but may be delayed in response. In machine learning, the coefficients produced as a result on. In the real-time control made according to the training model, fast and sudden changes remained within certain limits.f the PID process was trained and classified. It was more efficient in machine learning signal in realizing the control response of the DC motor in motion. In summary, it has been observed in the study that the control effect of artificial intelligence on a real-time system is observed and the control over the systems is simpler.

REFERENCE

[1] B. Leo, "Bagging predictors," *Mach. Learn.*, vol. 24, no. 2, pp. 123–140, 1996.

[2] S. Kocaoğlu and E. Akdoğan, "Design and development of an intelligent biomechatronic tumor prosthesis," *Biocybern. Biomed. Eng.*, 2019, doi: 10.1016/j.bbe.2019.05.004.

[3] H. Kuşçu and E. Yılmazlar, "Balance prediction of the inertia wheel pendulum by using swing up and PID controller," *Int. Sci. J. Trans Motauto World*, vol. 2, no. 2, pp. 41–45, 2020.

[4] J. S. Lee, J. W. Jiang, and Y. H. Sun, "Design and simulation of control systems for electric-assist bikes," *Proc. 2016 IEEE 11th Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2016*, no. 4, pp. 1736–1740, 2016, doi: 10.1109/ICIEA.2016.7603866.

[5] J. J. Uicker Jr., "Dynamic Force Analysis of Spatial Linkages," *J. Appl. Mech.*, vol. 34, no. 2, pp. 418–424, Jun. 1967, doi: 10.1115/1.3607699.

[6] C. H. Chiu and C. Y. Wu, "Bicycle Robot Balance Control Based on a Robust Intelligent Controller," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 84837–84849, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2992792.

[7] E. Yılmazlar and H. Kuşçu, "Effect of Weight and Diameter Variables on Balance Process for Inertia Wheel Pendulum by Using Swing Up and PID Controller," vol. 193, no. 5, pp. 191–193, 2020.

[8] P. M. Meshram and R. G. Kanojiya, "Tuning of PID controller using Ziegler-Nichols method for speed control of DC motor," in *IEEE-international conference on advances in engineering, science and management (ICAESM-2012)*, 2012, pp. 117–122.

[9] A. K. Vo *et al.*, "Pd controller for bicycle model balancing," vol. 2, no. 1, pp. 37–42, 2018.

[10] B. Krawczyk, L. L. Minku, J. Gama, J. Stefanowski, and M. Woźniak, "Ensemble learning for data stream analysis: A survey," *Inf. Fusion*, vol. 37, pp. 132–156, 2017, doi: 10.1016/j.inffus.2017.02.004.

[11] E. Yilmazlar and E. Kaplanoğlu, "Design of the Model Predictive Control Education and Application Interface," *J. Softw. Eng. Appl.*, vol. 05, no. 09, pp. 677–681, 2012, doi: 10.4236/jsea.2012.59080.

ANALYSIS OF 3D SCANNING TECHNOLOGIES AND COMPARISON OF EXISTING SCANNING TECHNIQUES

Aydın GÜLLÜ[1], Ali ÇAĞLAR[2], M. Ozan AKI[3]
[1] *Trakya University Vocational School of Ipsala*
[2] *Trakya University Institute of Science*
[3] *Trakya University Vocational School of Ipsala*

Abstract

3D scanning technologies are used to transfer an existing object to the computer environment. Medicine, historical artifacts, produced engineering parts can be quickly modeled and identified. For these models, it is often done with 3D scanning technologies, photogrammetry, and laser scanners. It is used in many fields such as engineering, archeology, medicine, mining and architecture with photogrammetry and laser scanner methods. In this study, information on 3D scanning technologies and working methods will be presented.

Keywords: 3D modeling; Photogrammetry, Laser Scanner, Scanning Technology.

INTRODUCTION

It is necessary to make models of the earth and objects in order to solve the problems that arise in many areas. In order to create these models, the measurements of the objects should be made. It is possible to reach new information about the measured objects by analyzing the created models. In this case, it is important that the measurements and models made are compatible with reality. Since reality is three-dimensional, modeling in a 3-dimensional environment enables problems to be solved faster and more accurately [1].

Three-dimensional modeling is the expression of geometric data of an object in vector format in computer environment. By modeling the earth or any object in 3D, high accuracy evaluations can be made on these objects in computer environment.

With the recent developments in computers and information systems, 3D models have entered almost all areas of life [2].

It is possible to solve the problems by making 3D models with reverse engineering applications.

EXPOSITION

REVERSE ENGINEERING

The initial model of the product can be obtained with computer support by performing the process of going backwards by moving from the object itself and running the process backwards. These processes are called reverse engineering [3]. Reverse engineering can be defined as a measurement, analysis and testing process to duplicate an object or to enable it to be rebuilt functionally. In practice, in the production of parts without design information, in the analysis and repair or re-production of damaged parts, in developing a different product based on an existing part, producing a prototype, etc. used for purposes [4].

The reverse engineering process starts with the measurement of an object and then continues with the creation of a three-dimensional CAD model and ends with the production of a prototype or product. The standard production methods applied today include the processes that start with the CAD design of the product in computer environment

and move to the production stage with appropriate CAM methods. In reverse engineering, the stages in the manufacturing process are analyzed backwards from the part [2,5].

The most commonly used 3D scanning technologies in reverse engineering applications are photogrammetry and terrestrial laser scanners. Photogrammetry is divided into three according to the evaluation methods. While analog photogrammetry was used in the pre-computer era, computer technologies and analytical methods were used. With digital recording and processing of images, digital photogrammetry has been widely used in recent years.

PHOTOGRAMETRY

The word photogrammetry was derived from the combination of the words "photos" meaning light in Ancient Greek, "gramma" meaning line and "metron" meaning measurement. Photogrammetry is the recording, measurement and interpretation of the photographs of objects and their environment and the electromagnetic energy they emit. As a result of these processes, reliable information about these objects and their surroundings is obtained [6,7].

Although photogrammetry was initially used to obtain the topographic structure of the earth, with the development of digital techniques, digital terrestrial photogrammetry is used in many areas such as industry, medicine, criminology, traffic accidents, mining and deformation measurements, engineering measurements, architectural measurements, and archaeological measurements [6,8].

Photogrammetry is divided into three according to the evaluation methods. While analog photogrammetry was used in the pre-computer era, computer technologies and analytical methods were used. With digital recording and processing of images, digital photogrammetry has been widely used in recent years [9-11].

Terrestrial Photogrammetry

The first applications of photogrammetry were in the field of terrestrial photogrammetry. Terrestrial photogrammetry is a method that enables the creation of two-dimensional drawing and three-dimensional models by special evaluators of photographs taken with the help of single or double cameras from close or long distances. Photographs taken from the ground are generally used in non-topographic application areas of photogrammetry [9,12].

Although terrestrial photogrammetry enables 3D drawings from near and far distances, it is especially used in close-up painting work. 3D models can be created thanks to photos obtained from cameras with different focal lengths and special software. With this method, 3D location information of the objects whose models are created is obtained. Terrestrial photogrammetry basically uses a network of photographs of an object taken from different angles. In terrestrial photogrammetry, the field of view is within the possibilities of the photo shooting point [2,13,14].

Long Distance Terrestrial Photogrammetry: It is the drawing of pictures taken from at least two stop points with phototeodolite or a single camera, after necessary orientations, mostly used in topographic studies.

Close Range Terrestrial Photogrammetry: It is a measurement technique used to obtain three-dimensional spatial information about an object. After the photographs taken with a single or stereometric (two) cameras and the target point coordinates on it have undergone various processes, two-dimensional drawing with the real dimensions of the object is a method that enables the creation of a three-dimensional model.

Local photographs taken from fixed stations on the ground surface are used in close-up photogrammetry. Acquisition of three-dimensional data depends on taking sequential and overlapping images from different stations. For this, it is necessary to adjust the camera layout and distances well, to calibrate the number and position of the control points on the object.

Close-up photogrammetry is restricted to the field of view of the current station point. Object space is generally close to the camera. However, according to the purpose of the study, shooting distances vary from a few cm to 300 meters, and the sizes of photographed objects vary from materials as small as human teeth to larger buildings or ships. "Close-up

Photogrammetry", which includes applications that involve especially short-range picture shooting, generally covers non-topographic applications [8,9].

Air Photogrammetry

Air photogrammetry is used in the atmosphere, etc. It is a photogrammetry technique that uses photographs obtained with the aid of aircraft (fig 1). Used for topographic purposes [12].

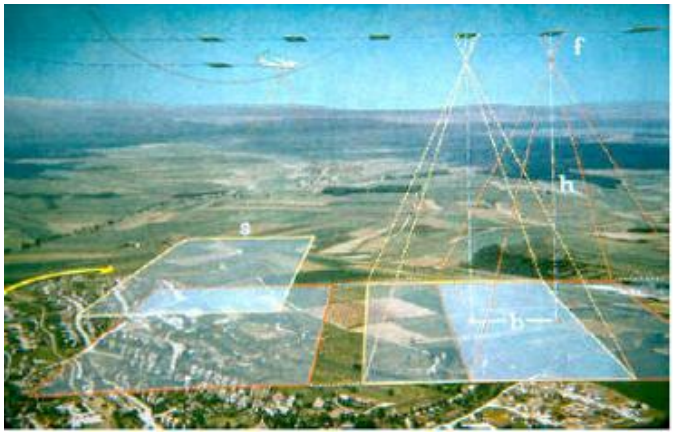


***Fig 1**. Aerial photogrammetry is done using pictures taken from specially equipped aircraft.*

Obtaining and evaluating the pictures with photogrammetry, obtaining the coordinates of three-dimensional objects from the measurements in the pictures are carried out quickly and easily. A complete view of the object being studied in detail can be obtained [6].

Volume calculations of inaccessible, risky to access or objects that require speed can also be effectively calculated. Photogrammetry shortens the time required to collect data in the field. Photographs can be used as legal evidence, as they accurately determine the moment of shooting. In addition to solid and fixed objects, fluid-volatile objects and moving and deformable objects can be recorded and measured. Mixed shapes and movements can be measured easily [8].

In addition to all these benefits, it is difficult to apply photogrammetry in unfavorable outdoor conditions (insufficient lighting, dust, etc.) [15].

LASER SCANNING TECHNOLOGIES

Laser is a word derived from the initials of the words in the sentence light amplification by stimulated emission of radiation. While normal light consists of waves with different phases and wavelengths, laser light consists of waves of high amplitude, in the same phase, parallel to each other, monochrome, with almost the same wavelength. The optical wavelength region lies between approximately one trillion hertz and three thousand trillion hertz. This region includes infrared rays, visible rays and ultraviolet rays of the electromagnetic spectrum [15]. It's shown in fig 2.

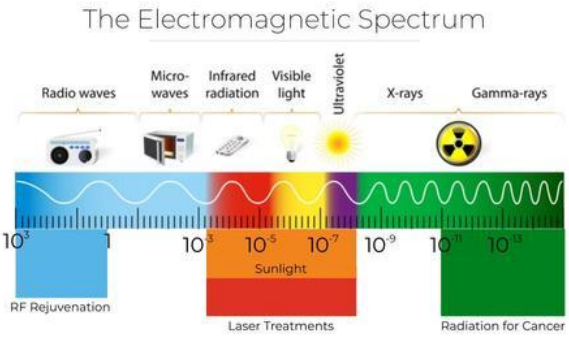


***Fig 2**. Light Spectrum*

Laser scanning technology enables 3D point clouds to be obtained through the reflections of light filters sent to objects. Laser scanners collect 3D geometric and visual information about the object to be collected, thanks to the point clouds obtained from the rays emitted from the device. A laser scanner can measure hundreds of thousands of points with millimeter precision within its own coordinate system. It finds (x, y, z) coordinates by considering the distance from the point itself and the angle to the planes [16]. Three-dimensional models of objects are created by recording, joining, refining, filling point gaps, and filtering point clouds [1]. In other words, laser scanning method is a technology that provides direct, precise and automatic 3D coordinates of objects [17].

Laser scanning technologies are used in engineering projects, reverse engineering

applications, registration of cultural heritage, map production, geological applications and deformation measurements. For example, with laser scanning, a full digital model of an existing factory can be obtained, new equipment can be programmed with a visual 3D installation and work can be done without stopping production. In addition, if the cultural heritage is damaged with accurate, real, visual 3D models, restorations can be provided and all people can visit historical heritage virtual (virtual tourism) via the internet [1,18].(fig 3)

Fig 3*. Some Samples of 3D Laser Scanning*

Working Principle of Laser Scanners

Terrestrial laser scanners have a mechanism that can rotate horizontally and vertically. The modulated laser beam exits the electronic unit of the instrument and hits the rapidly rotating optical part. Acting like a mirror, the beam on the surface of this optical unit is reflected and emerges from the instrument at a specific angle. Immediately after obtaining this angle, the laser scanner rotates at a very small angle around the vertical axis to obtain the next angle. This process continues periodically until the scanning process is finished. A large set of points is obtained during scans, and each point in this set of points is expressed in polar coordinates. Today, laser scanners record the radiometric densities of each point as well as the geometric locations. In addition, photographs are also recorded by laser scanners with high-resolution camera systems, and colored point clouds can be obtained thanks to these photographs [15].

Triangulation Based Laser Scanners

The coordinates of the scanned point are determined by optical triangulation method in scanners operating with the triangulation method. According to this method, the reflector sends the laser beam to the object surface and the CCD camera collects the reflected laser beam. The coordinates of the points on the object surface are obtained from the triangles formed. Single-camera and dual-camera solutions are applied to determine the position in scanners operating with the triangulation method [17]. Triangulating system scanners are more useful for precise scanning of small sized objects [18]. The figure 4 and figure 5 shows the working principle of the triangulation method and the scanning method.

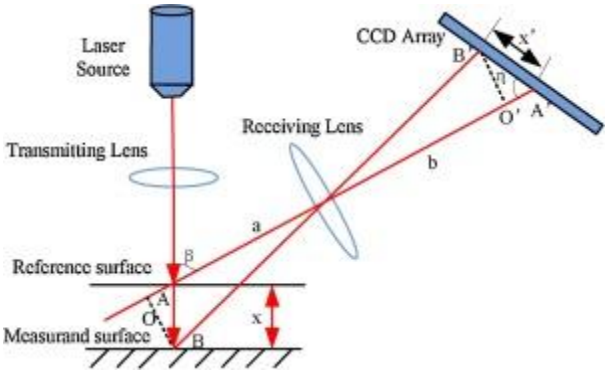


Fig.4*. Working principle of scanners using triangulation method*

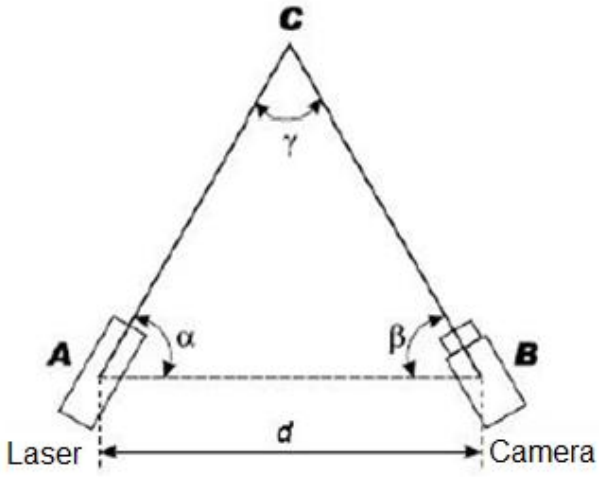


Fig.5*. Triangulation method*

If we express Figure 5 in detail, if the distance (d) between the laser and the camera and the two angles (α) and (β) of the triangle are known, it is possible to calculate the coordinate of the point (c). The magnitude of

the (γ) angle affects the resolution at depth. If (γ) gets bigger, depth resolution increases, if it gets smaller, it decreases [2].

Processing of the phase comparison method Scanners

The laser beam transmitted in scanners operating with the phase comparison method is modulated by harmonic waves. In this method, there is a fixed laser beam emanating from the scanner. The device measures the distance thanks to the phase difference between incoming and outgoing rays [16,17].

Scanners Using Laser Beam Flight Time

In scanners operating with laser beam flight time, the length between the scanner and the scanned point is calculated by measuring the time difference between the transmission and reception of the laser beam. This type of scanners have a photo diode used to collect the laser beam reflected from the surface of the object and a very sensitive clock mechanism that starts working with the emission of the laser beam and stops with the capture of the reflected beam. Thanks to these mechanisms, the time difference is determined. Typical standard deviations of length measurements are a few millimeters. 3D accuracy is also affected by the angular pointing accuracy of the beam [2,17].

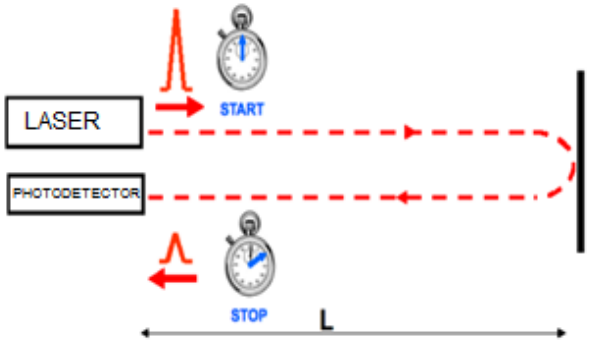


***Fig.6**. Working principle of Laser Beam Flight Time method*

Laser scanners, which operate according to the laser beam time-of-flight method and the phase comparison method, are mostly used in the scanning of long-range and large objects due to their distance measurement up to a few hundred meters and their sensitivity from a few millimeters to centimeters depending on the total distance. The working principle is shown in figure 6. On the other hand, scanners working with the phase comparison method can receive more point data in a shorter time than scanners operating with the principle of flight time and are approximately ten times faster. Scanners working with the principle of flight time can measure at greater distances.

Scanners working with the triangulation method, which are close range scanners, are used in scanning small sculptures and small objects in the documentation of cultural assets [16-18].

Laser scanners create high-precision 3D models of scanned objects and contain a high level of object-related detail. They are fast in data collection [18]. Lerones et al. concluded in their study that the laser scanning method reduced the time required for fieldwork 75% and the time required for drawing operations by 25% [19,22].

The information obtained from laser systems is compatible with the reality and three-dimensional geometric and visual information can be obtained at low cost. With these scanners, measurements can be made in confused, inaccessible, dangerous objects and areas. Scanning operations are independent of ambient lighting, scanning can be performed even at night. Measurements can be made in all weather conditions and objects can be measured remotely without the need for contact. In addition, laser scanners can capture everything in one go. Thus, if data is required again, the person performing the scan does not have to return to the field [1,20].

Measurement-based errors have been eliminated thanks to laser scanning technologies. In addition, laser dimensions can be easily integrated with other existing measurements. It is possible to display the data obtained as a result of the measurement in different formats (20,21).

In addition to all these, millions of points are obtained in the scanning process performed with the laser scanning device and the large size of these points on the computer slows down the processing of data. Therefore, computers with high working capacity should be used in processing data (17).

CONCLUSION

Although digital photography methods are effective in 3D modeling, they have some

shortcomings. First, image manipulation and orientation are required before analyzing the model. For this reason, efficient information retrieval time from data is longer than laser scanner technology. In addition, photogrammetry is not suitable for use in unfavorable outdoor conditions (insufficient lighting, dust, adverse weather conditions). However, Duran et al. showed that the terrestrial photogrammetric method gave more accurate results than laser scanning in terms of point coordinates in their study. In addition, they concluded that laser scanning gives more accurate results in terms of the dimensions of the object and that the 3D model is obtained more detailed and smoothly by laser scanning.

REFERENCE

[1] K. Gümüş ve H. Erkaya, «Mühendislik Uygulamalarında Kullanılan Yersel Lazer Tarayıcı Sistemler,» %1 içinde TMMOB Harita ve Kadastro Mühendisleri Odası 11. Türkiye Harita Bilimsel ve Teknik Kurultayı, Ankara, 2007.

[2] O. Akyol, Düşük Maliyetli Lazer Tarayıcı Sistemi Tasarımı (tez), İstanbul, 2011.

[3] İ. Şahin, T. Şahin, H. Gökçe ve O. Eren, «Hasarlı Dişlilerin Tersine Mühendislik Yaklaşımıyla Yeniden Oluşturulması,» Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi, no. 5, pp. 485-495, 2017.

[4] A. Ç. Önçağ, Ç. Tekcan ve H. Özden, «Mekanik Parçaların Tersine Mühendislik ile Modellenmesinin Değerlendirilmesi ve Bir Uygulama,» Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, cilt 24, no. 1, pp. 43-49, 2018.

[5] S. A. Güleç, Yersel Fotogrametri Yöntemi ile Rölöve Alım Tekniğinin Taç Kapılarda Uygulanışı Konya Örnekleri (tez), Konya, 2007.

[6] A. S. Toprak, Fotogrametrik Tekniklerin İnsansız Hava Araçları ile Mühendislik Projelerinde Kullanılabilirliğinin Araştırılması (tez), Konya, 2014.

[7] A. Ulvi, Antik Tiyatroların Fotogrametrşk Rölöve Planlarının Çıkarılması Üzerine Deneysel Bir Çalışma (tez), Konya, 2008.

[8] H. M. Yılmaz ve M. Yakar, «Digital Yersel Fotogrametrinin Hacim Hesabında Kullanılması,» %1 içinde TMMOB Harita ve Kadastro Mühendisleri Odası 11. Türkiye Harita Bilimsel ve Teknik Kurultayı, Ankara, 2007.

[9] R. A. Kuçak, F. Kılıç ve A. Kısa, «Tarihi Eserlerin Dokümantasyonunda Çeşitli Veri Toplama Yöntemlerinin İncelenmesi,» %1 içinde Uzaktan Algılama-CBS Sempozyumu (UZAL-CBS 2014), İstanbul, 2014.

[10] B. Kula ve E. Ergen, «Lazer Tarayıcı Teknolojisinin Yapım Yönetiminde Kullanım Alanları,» %1 içinde Uluslararası Katılımlı 7. İnşaat Yönetimi Kongresi, Samsun, 2017.

[11] R. Çömert, U. Avdan, M. Tün ve M. Ersoy, «Mimari Belgelemede Yersel Lazer Tarama Yönteminin Uygulanması (Seyitgazi Askerlik Şubesi Örneği),» Harita Teknolojileri Dergisi, cilt 4, no. 1, pp. 1-18, 2012.

[12] U. Avdan, E. Pekkan ve R. Çömert, «Mağara Ölçümlerinde Lazer Tarayıcıların Kullanılması,» Harita Teknolojileri Elektronik Dergisi, cilt 5, no. 2, pp. 16-28, 2013.

[13] P. M. Lerones, J. L. Fernandez, A. M. Gil, J. G. G. Bermejo ve E. Z. Casanova, «A Practical Approach to Making Accurate 3D Layouts of Interesting Cultural Heritage Sites Through Digital Models,» Journal of Cultural Heritage, cilt 11, no. 1, pp. 1-9, 2010.

[14] E. S. Bozkurt, «Tersine Mühendislik Süreci ve Uygulamaları,» Mühendis ve Makina, cilt 50, no. 597, pp. 35-42, 2009.

[15] Z. Duran ve U. Aydar, «Digital Modeling of World's First Known Length Reference Unit: The Nippur Cubit Rod,» Journal of Cultural Heritage, cilt 13, no. 3, pp. 352-356, Temmuz 2012.

[16] E. Kocaman, «Fotogrametrinin Gelişimi ve 21. Yüzyıl Başlarında Fotogrametri,» Selçuk-Teknik Online Dergisi, cilt 1, no. 3, 2001.

[17] E. Ö. Avşar, Tarihi Köprülerin Digital Fotogrametri Tekniği Yardımıyla Modellenmesi (tez), İstanbul, 2006.

[18] İ. Şanlıoğlu, M. Zeybek ve G. Karauğuz, «Photogrammetric Survey and 3D Modeling of Ivriz Rock Relief in Hittite Era,» Meditrranean Archaeology and Archaeometry, cilt 13, no. 2, pp. 147-157, Aralık 2013.

[19] P. Arias, J. Armesto, J. Vallejo ve L. Henrique, «Close Range Digital Photogrammetry and Software Application Development for Planar Patterns Computation,» Dyna, cilt 160, no. 160, Aralık 2009.

[20] A. Yaman, H. M. Yılmaz ve M. A. Yıldırım, «Obje Yüzey Eğimlerinin Yersel Lazer Tarayıcıların Konum Doğruluğuna Etkileri,» Selçuk Üniversitesi Mühendislik, Bilim ve Teknoloji Dergisi, cilt 5, no. 1, pp. 61-

71, 2017.

[21] A. M. Tanyer ve M. K. Pekeriçli, «İnşaat Sektörü İçin Bilgi Teknolojilerindeki Son Gelişmeler,» Türkiye Mühendislik Haberleri, no. 5, pp. 21-26, Mayıs 2008.

[22] Z. Duran, M. E. Atik ve M. F. Çelik, «Yersel Fotogrametrik Yöntem ile Yersel Lazer Taramanın Karşılaştırılması ve Doğruluk analizi,» Harita Dergisi, no. 158, pp. 20-25, Temmuz 2017.

INVESTIGATION OF VENTILATOR WORKING PRINCIPLE AND DESIGNING WITH EQUIPMENT TO BE USED FOR RAPID PRODUCTION

Aydın GÜLLÜ[1], Kemal AKKUŞ[2], Özcan ÇETİNKAYA[3]
[1] *Trakya University Vocational School of Ipsala*
[2] *Trakya University Institute of Science*
[3] *Trakya University Vocational School of Keşan*

Abstract

In some epidemics, respiratory support devices are needed more in the recovery process of patients. Health equipment is inadequate in the face of sudden outbreaks. The aim of this study is to examine the working principle of the ventilator device used in artificial respiration intervention in living things with diseases such as lung disease or respiratory failure and to help researchers by researching the equipment to be used for rapid production. Thus, information on the rapid production of a critically important device that can serve more people in possible outbreaks will be provided.

Keywords: Ventilator Design, Working Principle of Ventilation

INTRODUCTION

As it is known, living beings take in oxygen (O2) while breathing and release carbon dioxide (CO2) into the atmosphere while exhaling. The whole process of breathing (inspiration / expiration) is called respiratory function. While respiration occurs on its own in healthy living things, it can be performed artificially in living things with diseases such as lung disease and respiratory failure. The device that performs breathing artificially is called a ventilator, and this process is called ventilation[1].

Ventilation is carried out in 3 different ways. Negative Pressure Ventilation, Positive Pressure Ventilation and High Frequency Ventilation. 5 magnitudes play an important role in the ventilation process. These; Pressure, Volume, Flow, Inspiratory: Expiratory ratio (I: E) and Time. Since each patient who has lost the ability to breathe on his own needs different types of ventilation, these five sizes, which perform different tasks in ventilators, perform ventilation according to the needs of the patient..

EXPOSITION

BASIC CONCEPTS

Ventilation

If we simply define ventilation, we can say that it is the movement of oxygen into and out of the lung. The main purpose of ventilation is to take the rich oxygen in the air into the lungs and to expel it in the air containing carbon dioxide in the lung. An example ventilator is shown in the figure 1.

***Fig 1**. A Sample Ventilatör Machine*

Respiration

The movement of oxygen taken through the respiration through the membrane is called respiration and it is divided into two.

1-External Respiration: The movement of oxygen from the lungs to the bloodstream and carbon dioxide from the circulation to the alveoli (air sacs) is called external respiration.

2-Internal Respiration: The movement of oxygen from blood into the cell and carbon dioxide out of the cell and into the circulation is called Internal Respiration.

Inspiration

During ventilation, the entry of air into the lungs is defined as breathing. Inspiration is provided by the expansion of the chest cavity.

Expiration

It is defined as the exit of air from the lungs and is normally a passive event. During expiration, the respiratory muscles relax, the volume of the thoracic cavity decreases, and respiratory air is pushed out of the alveoli[2].

CONTROL PARAMETERS

Pressure

Gas movement occurs with pressure differences during ventilation. Here, with the pressure differences created consciously, the volume required for gas exchange reaches the alveoli, depending on the patient's lung compliance (volume change against unit pressure change) and airway resistance.

Volume

As in normal breathing, the main purpose in mechanical ventilation is to provide the necessary volume for proper minute ventilation. During ventilation, the volume is dependent on the flow rate determined by time and pressure.

If the volume is adjusted as a function of time, pressure becomes compliance dependent. Volume is independent pressure dependent variable. For the ventilator to actually operate with volume control, the volume must be measured directly. Many ventilators cannot measure volume directly; calculates from the amount of current over a certain time and uses the volume as a limiting variable.

V: Lung Volume, C: Compliance, P: Pressure

$P = V / C$

$V = P \cdot C$

Time

In all mechanical ventilation techniques used in practice, there is a respiratory rate (frequency) and respiratory cycle duration calculated by the minute / frequency ratio. Respiratory cycle time is defined as the time elapsed from the beginning to the end of breathing.

Current

The flow, which has two components, namely speed and model, expresses the movement of the gas in a certain period of time during ventilation.

VENTILATION METHODS

Negative Pressure Ventilation

During this application, the movements of the respiratory muscles are imitated, and ventilation is allowed according to the physiological condition of the patient. An example of this type of ventilator is a tank ventilator or iron lung. The prototype of negative pressure ventilators are cylindrical tanks called steel lung or tank respirators, which allow the thorax to expand with the negative pressure applied to the outside of the thorax and take in the entire body of the patient except the head and neck.

Advantages: These ventilators have advantages in terms of durability, ease of use and safety. It provides an advantage in that they do not require intubation and moisturizing. In this method, patients can talk and feed easily.

Disadvantages: The most important disadvantage is that tank ventilators are big and bulky.

Positive Pressure Ventilation

The various limitations of negative pressure ventilation have led to the development of devices for positive pressure ventilation. In positive pressure ventilation, a pressure difference is created between the alveoli and the airway by applying a pressure above atmospheric pressure to the ventilator and airways. Thus, due to the pressure difference that occurs, respiratory air is delivered to the alveoli. Therefore, the pressure generated in the upper airways is equal to the sum of the elastic contraction of the lung and chest wall

and the pressures required to overcome airway resistance.

In mechanical breaths, breathing is initiated or triggered by the ventilator, controlled and terminated by the ventilator. The entire work of breathing is covered by the ventilator. In assisted breaths, the breath is triggered by the patient, but the control and termination of the breath is determined by the ventilator instead of the patient. In the third form of breathing, spontaneous breathing, each breath is completely determined by the patient. However, spontaneous breathing can be supported with a predetermined pressure when desired.

Today, positive pressure ventilation is used as a routine mechanical ventilation technique in applications.

High Frequency Ventilation (HFV)

High frequency ventilation is actually an application that works on the principles of positive pressure ventilation. However, the minute volume required for the ventilation of the patient is provided by using low ventilation volume and high ventilation rates. There are 3 basic models developed for this.

1-High frequency positive pressure ventilation (High frequency Positive Pressure Ventilation = HFPPV): In this type of ventilation, the respiratory rate is 60-100 / minute.

2-High frequency jet ventilation (High frequency jet ventilation: HFJV): Here, the respiratory rate is 100-600 / minute.

3-High frequency oscillation (HFO): Frequency is approximately 4000 / minute over 1000 per minute.

Design Units

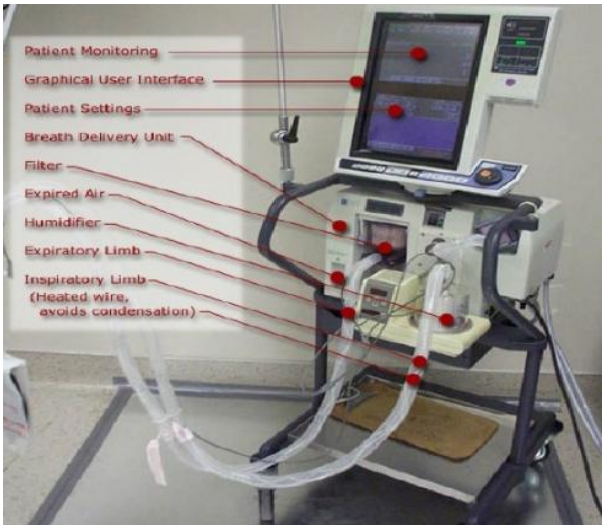
Control and Monitoring Unit

An electronic system is required in order for the control and imaging system to make the necessary warnings to the user and to see the data from the system and the patient on the display. This system is controlled by the microcontroller. Microcontroller evaluates the data coming from the system and the patient via sensors and transmits it to the control and imaging system. It also undertakes to save the settings made by the user and change them again when necessary.

Control can be done in two ways. The first is the simpler open loop control. The ventilator will operate in line with the parameters set in this method. However, in this control method, the device will not receive feedback neither on its own equipment nor on the patient. This method may pose some risks. For this reason, closed loop control method is preferred. It is more secure because it collects information on the patient and device[1,3].

Alarm Unit

The alarm system is a system that transmits the warnings from the pneumatic system or the patient to the user visually and audibly during the operation of the ventilator. The alarm system is under the supervision of the control PCB system and the control system receives its data through sensors connected to the pneumatic system. Each alarm has a different warning method. The audible warnings are transmitted by the loudspeaker and the buzzer, while the visual signs reach the user by the control display system.



Pneumatic Unit

This circuit consists of tubes and is the part that conveys the gas flow formed in the ventilator to the patient. In other words, the gas flow formed in the source first reaches the tubes from the internal circuits. From here, it is given to the patient through an external circuit. It consists of parts such as filter, regulation and humidification of the air. This unit can be created by using ready-made products used in many places.

The pneumatic system consists of the following units:

- Gas intake system
- Piston / cylinder system
- Inspiratory manifold system
- Patient breathing system
- PEEP / CPAP system
- Exhalation system

Electronic Unit

The electronic unit provides the energy required for the ventilator to operate, evaluates the data coming from the pneumatic system and ensures that this data is transferred to the control and monitoring unit. It also manages the alarm unit. The electronic unit consists of the following parts[1,4].

- Power source
- Motor driver circuit
- Pressure sensor
- Pressure Switch

-Electro-printed circuit board (PCB) for control

1- Power Supply: The power supply can be electric, pneumatic or combined. The electrical energy used turns the ventilator on and off, keeps motors, electromagnetic systems, potentiometers, rheostats, bellows, pistons, and alarm systems activated. All these circuits are systems that control the gas flow. Electronic circuits that program the air flow to the patient in all microprocessor ventilators work with electrical power.

Electronic circuits that program the gas flow to the patient in all microprocessor ventilators work with electrical power.

2- Motor Driver Circuit: The motor is controlled by the BD (breath distribution) part of the controller PCB. The motor encoder continuously monitors the speed and direction of rotation of the motor. The motor control circuit also controls the driver circuit according to the data received from the encoder. The motor driver circuit provides the movement of the motor with the energy it receives from the power source and the data it receives from the control circuit.

3- Pressure Sensor and pressure switch It is the unit in which all parameters of the pneumatic system in the ventilator are evaluated, measured and controlled.

• Pressure Transducer Interface: It is the circuit that examines inspiratory / atmospheric pressure, expiratory pressure, cylinder pressure values during respiration.

• Solenoid Driver Circuit: It is the unit that determines whether the solenoid valves in the ventilator are activated or not.

• Audible Alarm Driver Circuit: It is the circuit that continues the alarm circuit that can make audible warning.

• PEEP Driver Circuit: It is the circuit that drives the output of the wavelength modulated signals required for the PEEP pump to operate.

• Thermistor / Interface Circuit: It is the circuit consisting of the transducer and thermistor mounted on the PCB. Inspiratory, expiratory pressure transducer and temperature sensor are located on this circuit.

• Safety Valve Circuit: If the expiratory pressure of the patient exceeds 115 cmH_2O, the safety valve must be opened to the atmosphere. The opening of this valve is managed by a software specified controller. In software, the normal value is determined as 92 cmH_2O.

• Fan Circuit: It is the circuit that detects whether the fan is active or not. The fan should be on while the ventilator is running.

• Heater Circuit: It is the circuit that controls the expiratory heaters. The working temperature of the heaters should be 50 ° C.

• Tachometer Circuit: It is the circuit that measures the movement speed of the piston.

4- Control PCB: There are two parts of the controller PCB. These are breath delivery (BD) and control display system (UI). These sections are physically separated, with each section on one half of the PCB. Each section contains its own microprocessor and external memory.

• BD (Breath Delivery) Unit: It is the section where the controls of the control PCB unit are made for the pneumatic system.

• UI (Control and Display System) Unit: It is the control unit where user adjustments and user visual data are processed[4-7].

CONCLUSION

In this study, the necessary equipment's to produce a ventilator device in case of intense need are mentioned. The main structure of a simple ventilator can be produced with suitable connections by supplying equipment already used in many sectors. By using a microcontroller and some electronic elements to control this equipment, a ventilator that can be used for patients can be produced. Developed in recent years, 3d printer, open source microcontroller software (Arduino) has made operations even easier.

REFERENCE

[1] T.C. Milli Eğitim Bakanlığı, 'Yapay Solunum (Ventilatör) Cihazlari', BİYOMEDİKAL CİHAZ TEKNOLOJİLERİ (2012).

[2] Doç. Dr. Öner DİKENSOY, 'Mekanik Ventilasyon Nedir?', 8. Ulusal İç Hastalıkları Kongresi (2006).

[3] Hasan GÜLER, 'Programlanabİlİr Lojİk Kontrolör İle Mekanİk VentİlatÖr Tasarimi ', Fırat Üniversitesi (2007).

[4] Hasan GÜLER, İbrahim TÜRKOĞLU, and Fikret ATA, 'Mekanİk VentİlasyON Ve Akilli Kontrol Teknİklerİ', Fırat Üniversitesi (2011).

[5] 'Mekanik Ventilatör Tasarım Metotları', Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 26 (2010).

[6] Hakan GÜNEN, and Özkan KIZKIN, 'Ards'de Mekanik Ventilasyon Prensipleri', Tüberküloz ve Toraks Dergisi 52 (2004), 199-206.

[7] Arthur S. Slutsky, 'History of Mechanical Ventilation from Vesalius to Ventilator-Induced Lung Injury', American Journal of Respiratory and Critical Care Medicine, 191 (2015), 1106-15.

EFFICIENCY ANALYSIS IN SOLAR PANEL ENERGY SYSTEMS: AC-DC CONVERSION COST AND DC-DC ENERGY USE

Aydın GÜLLÜ[1], Hilmi KUŞÇU[2], Eray YILMAZLAR[3]
[1] *Trakya University Vocational School of Ipsala*
[2] *Trakya University Engineering Faculty*
[3] *Kırklareli University Vocational School of Technical Sciences*

Abstract

The use of renewable energy sources is increasing day by day. In parallel, the products used in this area are also increasing. Generating electricity with solar panels and using this energy has been preferred in places where grid energy is not available. The energy generated in the panels is direct current. However, many of the tools I use in daily life are designed to work with alternating current. Converting alternating current to direct current or direct current to alternating current causes various losses. In this study, the losses that will occur by converting the energy generated by the solar panel into alternating current will be examined. In addition, a system will be designed to use the generated DC energy as DC. Thus, the information will be given about minimizing losses for AC-DC conversion and using solar panels more efficiently.

Keywords: Solar Energy, AC-DC Conversion, DC-DC System Design.

INTRODUCTION

Electricity production with renewable energy sources is around 9% in the world. This ratio is planned to increase day by day [1, 2]. Generating electricity with solar panels has increased in recent years with the production of efficient panels and the development of devices used in conversion. Solar energy, which is used to meet daily energy needs, is sometimes used compulsively. Solar power plants are preferred in areas where there is no network and where it is difficult (costly) to bring. The power of the tools working with electricity is made with the energy to be obtained from the solar panels to be installed. However, the production of solar energy in panels is only in the sunlight. However, energy is needed throughout the day. In the absence of daylight, the energy requirement is provided by the energy stored in the batteries. In this study, the equipment that will be required in a solar system to be created independently from the grid will be discussed.

After examining solar panels and DC-AC converters, they will be evaluated on a sample system.

SOLAR PANEL

Solar panels have been used to generate DC electricity for many years. With the increase in efficiency and developments in electronics, high power panels have been started to be produced in recent years. The system output producing DC energy can be used with appropriate conversion. For this, solar panels are connected in series or in parallel and the appropriate configuration is made[3].

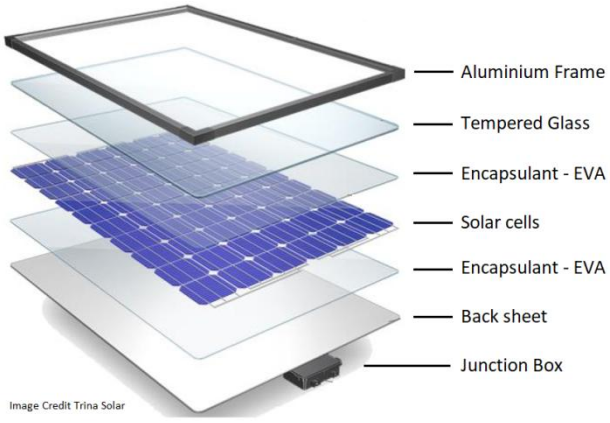


Fig. 1. *Solar Panel*

Solar panels are divided into two as monocrystalline and polycrystalline according to their structure. These panels vary according to the number of cells. Cell number is one of the main parameters determining power in panels. The cells are connected in parallel to each other in series to create the main solar panel. Solar panels are placed in a case suitable for outdoor conditions and made ready for sale. Since it will operate as dc, the current has one direction. The positive pole and the missing pole have different terminals to reduce the error in the connection. The number of panels for the required power is calculated and supplied. The panels provided are used in series or parallel depending on the converter or controller to be used in the conversion. A Sample solar panel is shown in Figure 1 [4, 5].

INVERTERS – RECTIFIERS

The energy produced in solar panels is direct current. Alternating current is preferred because it is easy to transport and transform. For this reason, many devices are designed to work with alternating current. The direct current generated in solar panels is converted to alternating current. This conversion is done with converters. Many inverters with different features and power have been produced[6]. It is also available in special purpose inverters for solar panels. These inverters convert the solar panel voltage to a constant 220V 50Hz (for EU) and can also be charged if batteries are present in the system. In high power systems, there are inverters with three phase outputs. At night or when the sun is insufficient, the energy stored in the batteries is used [7].

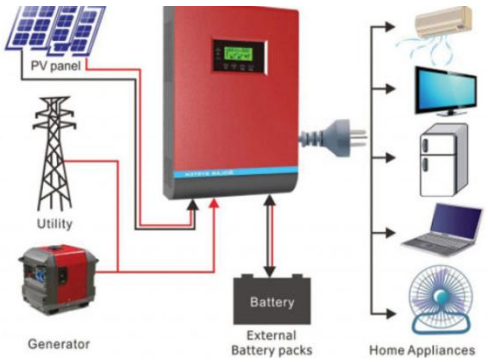


Fig. 2. *Solar Invertor connected to solar system*

Most electronic devices are manufactured to work with alternating current. However, direct current is used in electronic cards. A rectifier in the devices with alternating current provides AC-DC conversion. AC-DC conversion or DC-AC conversion works with 80-95% efficiency [8]. Reducing the amount of conversions can reduce losses. An example driver is shown in Figure 2. The driver gives the energy it receives from both the grid, solar panels, and batteries as alternating current. When it does not work from batteries, it charges the batteries with the energy it obtains from other sources. Solar panel inverters specially have maximum power point tracking [9]. In this way, the energy produced in solar panels is used more efficiently. The power obtained in the panels will be kept at the highest level by providing current voltage balance.

Inverters are used to convert direct current to alternating current, but in some cases direct current can be used without conversion. However, it is necessary to control the Direct current for this. In some cases, the voltage should be decreased and sometimes the current should be controlled. Batteries can be charged directly with the DC current generated from the panels. However, for the efficiency of the batteries, the battery charge current and battery charge voltage must be controlled. There are electronic circuits that do this process. Figure 3 shows charge control connected to solar system. Since there is no DC-AC conversion, the system is more efficient[10].

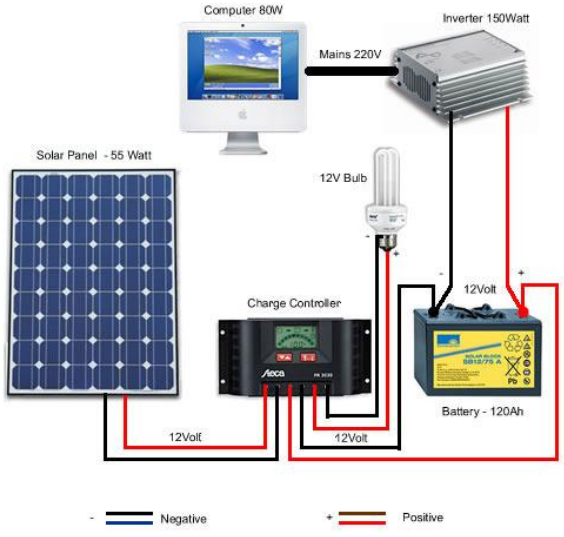


Fig. 3. *Solar charge controller connected to solar system*

Voltage generation and battery charging in solar panels can be done DC-DC. If the electronic devices in the system are planned to operate in a direct DC manner, the system can work more efficiently without AC conversion. In the next section, a sample solar system calculation will be made.

A SAMPLE SOLAR SYSTEM DESIGN

A system will be designed for night lighting only. LED lighting products operating with 12V voltage will be used for this design. The fifty-meter-long led product consumes 14.4W of energy per meter. If a 12V 100Ah battery is used in calculations for an average of 12 hours of operation per day[11, 12].

Total Power :14,4 x 50 = 720W
Energy : 720 x 12 = 8640Wh
Battery Need : 8640/12 = 7,2 pc

Battery Charge Time for 20Ah 5 hours

8 Battery 20Ah charge time =160Ah

Solar Panels :160A x 12V = 1920W

8.3 panels with 48 Cell Polycrystalline 230w power seem sufficient. However, it is more appropriate to use at least 10 panels for the efficiency of the system. If Edirne is the region to be established, the least amount of radiation in Edirne is in December. This value has been measured as 1180W / day[13]. Considering that the panels will be installed on a total area of 1.3m^2 and a total area of 10.4m^2, the calculated system will work for 12 months without any problem. With these choices;

Total Panels Power : 230W * 10 =2300W

The panels produce 26V voltage. In order to reduce the current and reduce the cable diameter, the batteries are planned as 2 series and 4 arms. Solar panels will be connected in parallel.
In this system, the energy generated from the panels will directly charge the batteries. 8 batteries can be charged for 5 hours a day. In the evenings, the LEDs powered by batteries will be able to deliver 36klm of light to an area of 50 meters for 12 hours. No conversion has been made. Only 12V LEDs will be connected to the batteries in the form of two separate arms. An additional circuit is required to control the efficiency of the system, turn on the lighting at night, and control the battery charge value. Some ready-made charge control units can be used for this process, which gives output at night. In this system, DC generated energy is used as DC without any conversion. The energy produced from solar panels can be converted to AC with the help of inverters. It could then be converted back to DC for LED control. However, since there may be 10% loss in each conversion, as a result of the first conversion, 230W of energy will be lost as a result of the second conversion, and an energy of 1860W will be obtained. Of course, these estimated values are calculated by taking the driver and rectifier features. It is also known that the panels did not work with 100% efficiency. The aim of this study is to draw attention to the losses. With the split DC-AC conversion, the cost and the cost of using DC-DC are comparatively given in the table 1 below.

Table. 1. *Cost Table*

Device	*DC-DC*	*DC-AC*
Solar Panels x10 (230W)	$874	$874
Construction	$600	$600
Battery x 8 (12V 100Ah)	$1760	$1760
Cable and Assembly	$200	$200
DC Control Card	$100	
DC-AC Invertor (3000W)		$300
AC-DC Adapter (3000W)		$165
Total	$3534	$3899

With the calculations in Table 1, it is seen that the system is both more efficient and more economical to work in DC, if possible. In some cases, DC-DC conversion may be required. Losses may also occur due to this transformation. But these conversions have less losses than DC-AC conversions

CONCLUSION

In this study, energy consumption and cost analysis has been made by installing a solar panel system. The losses that may occur if the energy produced in DC panels are converted to AC and used in this way have been examined. If the system to be installed works with DC or there are devices that can work, planning the

system as DC is an efficient solution both for cost and to reduce losses in energy conversions. Many devices working with 12V-24V-48V can replace AC200V devices in our daily recording. Moreover, products such as TVs and computers work directly with DC.

Instead of AC-DC rectifier adapters of these devices, their losses can be minimized by feeding them directly with the generated DC voltage.

REFERENCE

[1] Ağbulut, Ü., 2019. Turkey's electricity generation problem and nuclear energy policy. Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects, 41(18): p. 2281-2298.

[2] Bilim, N., 2016. TÜRKİYE'NİN ELEKTRİK ENERJİSİ ÜRETİMİNDEKİ DIŞA BAĞIMLILIĞIN AZALTILMASI İÇİN UYGULANMASI GEREKEN POLİTİKALAR. Selçuk Üniversitesi Mühendislik, Bilim ve Teknoloji Dergisi, 4(2): p. 145-154.

[3] Zhang, X., et al. 2014.Development of high efficiency interdigitated back contact silicon solar cells and modules with industrial processing technologies. in *6th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*. 2014.

[4] Kanchikere, J. and K. Kalyankumar, 2017. Proposal for 1KWp Roof-Top Solar PV Plant.

[5] Alfa, B., Y. Adamu, and D.A.P. Perez, 2020. Optimal Power Point on the IV Curve of a Photovoltaic Solar System (Modelling and Analysis). Journal of the Nigerian Society of Physical Sciences: p. 91-105.

[6] Smith, M.S., 1990. The Near Eastern background of solar language for Yahweh. Journal of Biblical Literature, 109(1): p. 29-39.

[7] O'brien, K.A. and R. Teichmann, 2012. Solar inverter and control method. *Google Patents*.

[8] Kerekes, T., et al., 2009. A new high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology. IEEE Transactions on industrial electronics, 58(1): p. 184-191.

[9] Rokonuzzaman, M. and M. Hossam-E-Haider. 2016.Design and implementation of maximum power point tracking solar charge controller. in *2016 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT)*. 2016. *IEEE*.

[10] Nunes, P., R. Figueiredo, and M.C. Brito, 2016. The use of parking lots to solar-charge electric vehicles. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 66: p. 679-693.

[11] Kellogg, W., et al., 1998. Generation unit sizing and cost analysis for stand-alone wind, photovoltaic, and hybrid wind/PV systems. IEEE Transactions on energy conversion, 13(1): p. 70-75.

[12] Comello, S., S. Reichelstein, and A. Sahoo, 2018. The road ahead for solar PV power. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 92: p. 744-756.

[13] Valiliği, E., 2020. GÜNEŞ ENERJİSİNDEN ELEKTRİK ÜRETİMİ. *Edirne Valiliği*. p. 45.

НАПРАВЛЕНИЕ 7

ХИДРАВЛИКА, ПНЕВМАТИКА И ТОПЛОТЕХНИКА

SESSION 7

HYDRAULICS, PNEUMATICS AND HEAT ENGINEERING

SIMULATION STUDY OF THE SHIP'S LOSS OF SPEED WHILE MANEUVERING

Y. Korovaichenko [1], V. Aftaniuk [1]
[1] *National University "Odessa Maritime Academy"*

Abstract

The problem of determining the influence of weather conditions on the loss of speed of the vessel during maneuvering is the crucial problem for ship's operation. More accurate introduction of the loss of speed of the vessel will increase the safety of navigation and the quality of maritime transportation. Analysis of the existing methods of calculations of loss of speed of vessel shows that they allow calculating the required values of speed loss, but can be used only under certain conditions that are mutually exclusive. The results of an experimental investigation on the flow resistance around ship's hull during maneuvering based on loss of speed may be referred to an external hydrodynamic task. Experiments were conducted performing the zigzag maneuver using a vessel motion simulator under various weather conditions. The laws of speed loss were obtained in a form of longitudinal friction coefficients depending on weather conditions for their practical use and consideration when maneuvering in congested waters.

Keywords: loss of the vessel's speed, longitudinal friction coefficients, maneuver "zigzag", maneuvering, weather conditions influence.

INTRODUCTION

The research shows that the existing methods for calculating the loss of speed due to the influence of wind and wave resistance on the hull, can be used only for at constant values of the wind angle, rolling and ruder angle.

There are formulas for calculating the ship's loss of speed which take into account ship's speed, current, loss of speed during a single turn, wave length and height [2, 3, 4, 5]

However, the methods of calculating the loss of speed of the vessel during maneuvering do not take into account the effect of weather conditions on the hull, thus not meeting the needs of the driver in calculating the loss of speed of the vessel.

The problem of determining the influence of weather conditions on the loss of speed of the vessel during maneuvering is posed.

Loss of speed referres to an external hydrodynamic task, as the vessel is an object being flown round by water under various angles while maneuvering.

To determine the conformity of loss of speed of the ship depending on weather conditions, a representative series of experiments was made to determine the influence of weather conditions on the ship, during the "zigzag" maneuver, as a theoretical model of maneuvering.

Two ship models were selected, which were used to perform six zigzag maneuver experiments using the ship motion simulator.

During each experiment, periodic logging of such parameters of the vessel's movement as course, speed over ground (SOG), rudder angle and relative wind course angle was performed.

The obtained data were analyzed and compared. Based on the results of each experiment, a graph of the dependence of the speed of the vessel on time was constructed, for graphical analysis and determination of ways to find patterns of the process of loss of speed of the vessel during maneuvering depending on weather conditions.

EXPOSITION

Two different ship models were used for experiments: VLCC and Cape Size bulker.

During the experiment, a "zigzag" maneuver was performed with the rudder angle set at 15 degrees.

Each ship performed three experiments with different weather conditions: one, three and five points on the Beaufort scale (BS).

The course angle of wind and rolling is zero at the initial time of all experiments. After the start of the maneuver, the course angle changed alternately to port and starboard.

The initial velocity V_0 for first vessel is 12.5 knots and 10,3 knots for second vessel.

Every 10 seconds, the vessel's course and speed (SOG) as a function of time were recorded.

Six experiments were performed and a following data was obtained.

Loss of speed in relation to time is represented for first vessel in table 1.

Table 1. *Loss of speed of first vessel***.**

Time, min	***SOG***		
	Beaufort scale 1	***Beaufort scale 3***	***Beaufort scale 5***
0	12,5	12,5	12,5
0.5	12	12,1	12
1.0	11,5	11,3	11,4
1.5	11,2	11,2	10,6
2.0	11	10,7	10,7
2.5	10,6	10,3	10,3
3.0	10,1	9,7	9,5
3.5	9,8	9,7	8,8
4.0	9,9	9,9	8,9
4.5	9,8	9,8	9,1
5.0	9,5	9,5	9,1
5.5	9,2	8,9	8,8
6.0	9,3	9	8,5
6.5	9,5	9,3	8,5
7.0	9,4	9,2	8,8
7.5	9	8,9	8,9
8.0	9,1	9,1	8,5
8.5	9,3	9,2	8,3
9.0	9,3	9,4	8,8
9.5	9,2	9,5	8,7

The obtained data can be represented as a graph (Fig. 1)

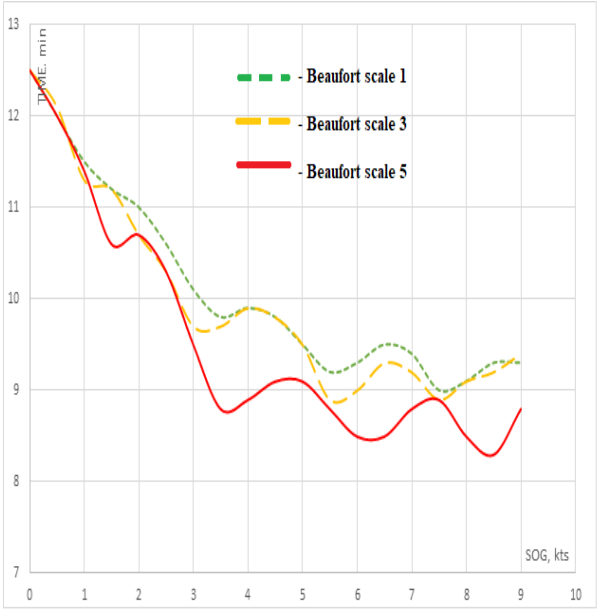


Fig. 1. *Loss of speed of first vessel*

Loss of speed in relation to time for second vessel is represented in Fig. 2.

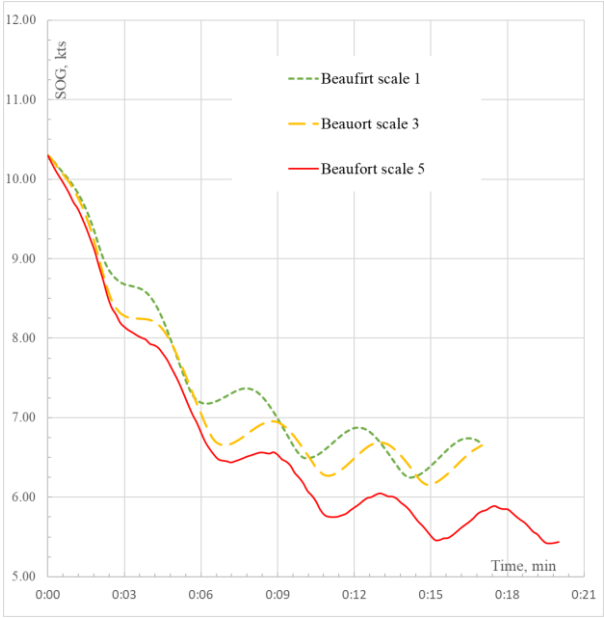


Fig. 2. *Loss of speed of second vessel*

Comparing both graphs it was found that the process of loss of speed of the both vessels during the "zigzag" maneuver can be divided into two periods.

During the first period, the speed of the vessel decreases intensely and evenly. However, after reaching a certain point, the speed begins to increase and decrease in a

wavy way, so to determine the nature of the loss of speed, it was decided to use the first period of the maneuver.

Having obtained the dependences of the speed of the vessel on time during the first period, the loss of speed, in each case was put in accordance with a certain function of the speed of the vessel on time.

Comparing the obtained functions, we can conclude that when the wind speed and wave height increase during the zigzag maneuver, the angular velocity decreases and the maneuver slows down, but due to the impact on the hull of the wind-wave resistance and longitudinal hydrodynamic friction [1], the vessel speed decreases by a larger amount. Therefore, considering the problem of speed loss depending on weather conditions, taking into account this process when maneuvering, it is necessary to take into account not only the magnitude of the speed loss but also the nature of this process.

The obtained formulas (Formulas 1,2,3,4,5,6) for calculating the speed drop depending on weather conditions reflect the nature of the speed drop and take into account both the magnitude and time of the speed drop.

$$V(t) = V_0 - 0{,}78 \times t \qquad (1)$$

Where: t – moment of time in minutes;

V_0 - initial ship's speed in knots.

$$V(t) = V_0 - 0{,}87 \times t \qquad (2)$$
$$V(t) = V_0 - 0{,}98 \times t \qquad (3)$$
$$V(t) = V_0 - 0{,}51 \times t \qquad (4)$$
$$V(t) = V_0 - 0{,}54 \times t \qquad (5)$$
$$V(t) = V_0 - 0{,}58 \times t \qquad (6)$$

From formula (1), which was obtained during the experiment on the first ship, for weather conditions corresponding to Beuafort scae one, loss in speed when performing the maneuver "zigzag" can be assigned a coefficient of k_{11} = -0.78.

Similarly, from formulas (2) and (3) we obtain the coefficients k_{13} = -0.87 and k_{15} =-0.98, under weather conditions three and five points, respectively.

As a result of experiments using the model of the second vessel, similar to the previous ones, are assigned coefficients k_{21} = -0.51, k_{23} = -0.54 and k_{25} = -0.58.

Significant differences between the coefficients can be explained by the fact that for each vessel has it's unique maneuvering characteristics , but the nature of the loss of speed is similar (Fig.3).

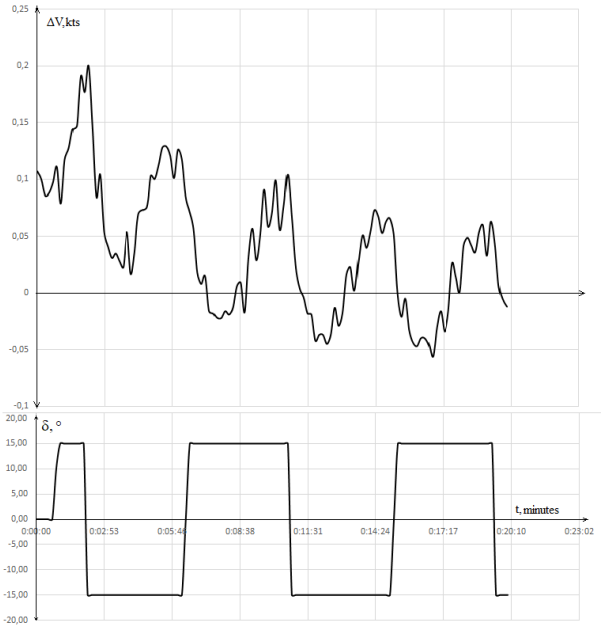


Fig.3. *Relation between value of loss of speed and rudder angle in time*

According to the results of the experiments, we have six linear functions (1) - (6) of the speed drop during maneuvering depending on weather conditions. Bringing them together into one formula (7), we get:

$$V(t) = V_0 - k \times t \qquad (7)$$

Where: V_0 - initial ship's speed in knots;
k – longitudinal friction coefficients;
t – moment of time in minutes;

The obtained formula represents the loss of ship's speed. When using this method of calculating speed loss in practice, having obtained from the coefficients for a particular vessel, depending on weather condition. For the deck officer on watch (DOOW), when calculating the loss of speed while maneuvering, there is no need to rely on intuition and subjective assessment of the situation.

As can be seen from the experiment, the values of the coefficients differ depending on

the vessel. However, having received as a result of observations the coefficients for a particular vessel and substituting them into the obtained expression of the speed-time dependence, a clear idea of the magnitude of the speed loss and its nature will be obtained.

After analyzing the data obtained, we can conclude that with increasing wind speed and wave height during the maneuver "zigzag" angular velocity (rate of turn) decreases and the maneuver slows down. Normaly this leads to a smaller loss of speed, but due to the impact on the hull of the wind-wave resistance, the vessel speed decreases by a larger amount namely:

- for a vessel №1 - 21% for calm weather , 22% for 3 BS and 30% for 5 BS;
- for a vessel №2 - 30% for 1 BS, 35% for 3 BS and 37% for 5 BS.

Therefore, considering the problem of speed loss depending on weather conditions, taking into account this process when maneuvering, it is necessary to take into account not only the magnitude of the speed loss but also the nature of this process.

A more accurate forecast and calculation of all speed losses when planning a voyage will allow the DOOW to avoid delays during voyage, and the shipowner to avoid additional costs associated with these delays.

CONCLUSIONS

According to the analysis of the existing literature, modern methods of calculating wind-wave loss of speed of ships and maneuvering speed allow calculating the required values of speed loss, but can be used only under certain conditions that are mutually exclusive.

Research shows that the existing methods for calculating the loss of speed due to the influence of wind and wave resistance on the ship's hull, can be used only with constant values of the wind angle and rolling. Furthermore, the methods of calculating the loss of speed of the vessel during maneuvering do not take into account the effect of weather conditions on the hull, thus not corresponding the needs of the DOOW in calculating the loss of speed of the vessel.

Two ship models were selected, for performing six zigzag maneuver experiments were on the ship motion simulator under different weather conditions. Wind speeds and waves increased from one to five Beaufort scale with each experiment.

Having obtained the dependences of the speed of the vessel on time during the first period, the loss of speed, in each case was put in accordance with a certain function of the speed of the vessel on time.

The obtained formulas for calculating the speed drop depending on weather conditions reflect the nature of the speed drop and take into account both the magnitude and time of the speed drop.

With the help of the obtained functions, the corresponding longitudinal friction coefficients depending on weather conditions were obtained.

Substituting the obtained coefficients into the obtained expression of the speed-time relationship, a clear idea of the magnitude of the speed loss and its nature will be obtained.

REFERENCE

[1] Vorobiev Y. Hydrodynamics of a vessel in a limited fairway Y.Sparrow. - St. Petersburg: Shipbuilding, 1992. - 224 p.

[2] Pershits R. Shiphandling and maneuvering of the vessel / Pershits R. - L .:Shipbuilding, 1983. - 272 p.

[3] Demin S. Approximate analytical definition of circulation elements

[4] Maltsev A. Maneuvering of ships taking into account discrepancies / Maltsev A -Odessa: Marine Training Center, 2002. - 208 p.

[5] Demin S. Questions of Shiphandling of sea going vessels / Demin S - M .:Reklaminformburo MMF, 1975. - 75 p.

ОСОБЕНОСТИ НА АНАЛИЗА ЗА ЕНЕРГИЙНА ЕФЕКТИВНОСТ НА ПРОИЗВОДСТВЕНИ СГРАДИ

Мария Райкова , Ивайло Цвятков
Технически университет Габрово, maria_raykova@abv.bg
Технически университет Габрово, ivo_bioklima@abv.bg

PARTICULARITY OF ANALYSIS FOR ENERGY EFFICIENCY OF INDUSTRIAL BUILDINGS

Mariya Raykova, Ivaylo Tsvyatkov
Technical University-Gabrovo, maria_raykova@abv.bg
Technical University-Gabrovo, ivo_bioklima@abv.bg

Abstract

The possibilities for using the EAB software for modeling of industrial buildings are considered. A model of an industrial building is presented. The energy savings from the proposed measures are determined by modeling and by a methodology recommended in the literature. An analysis of the obtained results was made.

Keywords: *industrial buildings, energy savings, modeling*

ВЪВЕДЕНИЕ

Обследването за енергийна ефективност на промишлени системи включва и обследване на съответните производствени сгради, като част от производствената система.

Много от използваните промишлени сгради имат високи коефициенти на топлопреминаване на ограждащите елементи, висока степен на инфилтрация и поддържането на определен микроклимат е свързано с големи енергийни разходи. Генерирането на енергоспестяващи мерки изисква да се определят очакваните енергийни икономии и се извърши технико-икономическа оценка на предлаганите мерки.

ИЗЛОЖЕНИЕ

При обследването за енергийна ефективност на съществуващи сгради се изчислява стойността на специфичния годишен разход на първична енергия. Изчисленията се извършват по методиката съгласно Приложение 3 към чл.5 на Наредба 7 от 2004г за енергийна ефективност на сгради.

Често за целта сградата се моделира със специализирания софтуер EAB. Чрез създаване на модел отразяващ състоянието на сградата и потреблението на енергия от различните системи, симулиране на енергоспестяващи мерки и получаване на модел на сградата след реализирането им, се определя икономията на енергия за всяка мярка.

Съгласно т.2 на чл.2 на Наредба 7 от 2004г за енергийна ефективност на сгради, методиката от Приложение 3 към чл.5 на Наредба 7 от 2004г за енергийна ефективност на сгради може да се прилага за изчисляване на годишния разход на енергия на производствена сграда, като част от промишлената система, само когато са избрани подходящи входни данни, необходими за прилагане на изчислителния метод.

В статията се разглежда възможността за моделиране на производствени сгради със софтуера EAB и някои особености при определяне на входните данни.

Както при обследването на публични и жилищни сгради, първа стъпка при моделирането е индентифицирането на всички видове ограждащи елементи, определяне на коефициентите им на топлопреминаване и коефициентите на пренос на топлина чрез топлопреминаване и инфилтрация.

Много от производствените помещения имат височина по-голяма от 5m и следва да се отчита температурния градиент по височина. При моделиране на сградата това може да се отрази чрез коригиране на коефициента на топлопреминаване U на покрива :

$$U_{cor} = (DD_{cor}/DD)*U \quad (1)$$

където DD_{cor} и DD са денградусите изчислени съответно с вътрешна температура: на въздушния слой под покрива $\theta_{i,r}$ и със средната обемна температура на сградата θ_i.

Температурата $\theta_{i,r}$ може да бъде директно измерена при обследването или определена по зависимостта приведена в [1]

$$\theta_{i,r} = \theta_i + 0,3(h-1,5),\ ^0C, \quad (2)$$

където h е височина на помещението, m;

За халета, при които срещуположните стени са външни и са подложени на въздействието на климатичните фактори, лъчистият топлообмен е ограничен и съгласно [1] съпротивлението на тези стени се определя по:

$$R = 2R_{si} + R_f + R_{se} \quad (3)$$

където:

-R_{si} – съпротивлението на топлопредаване на вътрешната повърхност, m^2.K/W;

-R_{se} – съпротивлението на топлопредаване на външната повърхност, m^2.K/W;

-R_f – термично съпротивление на елемента, m^2.K/W.

Особено внимание следва да се обърне на различните консуматори, разположени в обследваната сграда, и коректното им разделяне на влияещи на топлинния баланс и такива които не оказват влияние на баланса.

При моделирането на производствени сгради се отчита потреблението на енергия от работещото в помещенията оборудване.

За всеки тип оборудване трябва да се направи оценка каква част от потребената енергия следва да се отнесе към „разни влияещи“ и „разни невлияещи“ на топлинния баланс.

В някои промишлени системи се извършва охлаждане на машини и топлина от технологичното оборудване се отвежда извън сградата. Това се осъществява от студов център с чилъри, чрез въздушно охлаждане и др. начини.

Съответния енергиен поток, отвеждан извън сградата следва да бъде отразен в „разни невлияещи“ на топлинния баланс.

При наличие на студов център и охлаждаща система, мощността на охлажданото технологично оборудване, която следва да се отнесе към „разни невлияещи“ може да се определи чрез охладителната мощност и режим на работа на чилърите, или чрез параметрите на студоносителя:

$$P_1 = c_p.\ m.\ (\theta_{out} - \theta_{in}).W \quad (4)$$

където:

m – дебит на студоносителя, kg/s;

θ_{in} , θ_{out} -температура на студоносителя на вход/ изход от оборудването, ^0C;

c_p – специфичен топлинен капацитет на студоносителя, J/(kg.K)

Аналогично при наличие на въздушно охлаждани машини (компресори и др.) мощността на охлажданото оборудване, която следва да се отнесе към „разни невлияещи“ на баланса може да се определи чрез параметрите на въздушния поток - дебит, температура, специфичен топлинен капацитет.

При определяне на съответната едновременна мощност и период на едновременна работа това трябва да се извършва отчитайки реалния производствен процес – часове на работа, инсталирана и работна мощност на производственното оборудване.

При моделирането на производствени сгради особено внимание следва да се отдели на работата на вентилационните системи.

В най-общия случай те са съвкупност от смукателни и нагнетателни системи, работещи съвместно с множество местни смукателни инсталации. Смукателните системи отстраняват на място различни производствени вредности, а често и значително количество топлина, отделящо се в технологичния процес.

Необходимо е да се определи количеството топлина изхвърляно от всички смукателни системи и при моделиране на сградата съответната мощност да бъде отразена в едновременната мощност на „разни невлияещи“ на топлинния баланс.

$$_2 = \sum_{i=1}^{n} c_{p,i} m_{L,i} \left(\theta_{L,i} - \theta_i\right), W \qquad (5)$$

където:

$m_{L,i}$ – дебит на въздуха изхвърлян навън от „i”-я местен смукател, kg/s;

$\theta_{L,i}$ – температура на изхвърляния въздух от „i”-я местен смукател, ^{0}C;

θ_i – средна обемна температура на въздуха в сградата/помещението, ^{0}C

Температурата на изхвърляния въздух от съответните смукателните вентилационни системи $\theta_{L,i}$ може да се замери в процеса на обследване на промишлената система.

В някои производствени сгради осветителната система е значим консуматор на електроенергия, особено в промишлени системи с непрекъснат 24 часов работен цикъл.

В зависимост от месторазположението на осветителните тела и системата за поддържане на микроклимата, количеството топлина постъпващо в сградата е различно [2].

При помещение с окачен невентилируем таван 100% от отделената топлина от осветителните тела постъпва в помещението [2].

При сгради с покрив с вентилируемо пространство над окачения таван [2] – около 40% от отделената топлина постъпва директно в помещението, а останалата част постъпва над окачения таван. Приблизително половината от нея се отнася с изхвърляния въздух, а другата половина постъпва обратно в помещението. Сумарно в помещението постъпва около 70% от отделената топлина.

При покрив с вентилируемо пространство над окачения таван и засмукване на въздуха покрай осветителното тяло в помещението постъпва 50% от отделената топлина – пряко постъпва 30%, а от останалата част(70%) около 40-50% се отнася с изхвърляния въздух и 20-30% се връщат обратно в помещението [2].

Следователно при отразяване на осветителната система в модела на сградата, потребената енергия за осветление следва да се раздели на две компоненети:

- влияеща на топлинния баланс, която се отразява в прозорец „осветление“‘;

- невлияеща на топлинния баланс - отразена в прозорец „разни невлияещи“.

При наличие на оборудване в което се изгаря гориво следва да се определи както внесената топлина с горивото, така и топлината изхвърляна с димни газове, отвеждана извън сградата с охлаждащ въздух или с готовата продукция и др. фактори .

Поради голямото разнообразие на промишлени системи е невъзможно да се обхванат всички случаи. Съставянето на материален и енергиен баланс на сградата позволява да се индентифицират и правилно отразят консуматорите и съответните мощности влияещи и невлияещи на топлинния баланс.

Извършено е моделиране на производствена сграда на фирма „Медикет-Цех” ЕООД, симулирани са мерки свързани с подобряване на топлофизичните характеристики на ограждащите елементи: топлоизолиране на стени и покрив, подмяна на дограма. В резултат е определена икономията на енергия за поддържане на микроклимата.

Основно технологично оборудване са шприц и шприц-блас автомати. При моделиране на сградата е отчетено че при охлаждане на технологичното оборудване топлината се отвежда извън сградата. Същото важи и за компресорите, които имат въздушно охлаждане.

Входните данни за моделиране на сградата включват климатични данни (7-та климатична зона), типа на сградата, режим на използване, характеристики на всички ограждащи елементи с техните топлофизични характеристики (площ, коефициенти на топлопреминаване) и други.

В модела са отразени вътрешните източници, влияещи и невлияещи на топлинния баланс на сградата

- топлината от обитатели ;

- въз основа на мощността на отделните групи осветителни тела, режимът им на работа, отчетен индивидуален коефициент на едновременност и период на едновре-менна работа 168 часа/седмично е определе-на едновременната мощност за осветление;

	Състояние		След ECM	
Топлинни загуби през/от	H W/K	H' W/m²K	H W/K	H' W/m²K
Външни стени	2 615	1,01	310	0,12
Врати и прозорци	3 540	1,37	575	0,22
Покрив	1 784	0,69	423	0,16
Под	514	0,20	514	0,20
Инфилтрация	3 047	1,18	2 032	0,78
Вентилация (отопл.)	0	0,00	0	0,00
Общо	**11 501**	**4,44**	**3 854**	**1,49**

Фиг. 1. *Коефициенти на пренос на топлина*

- при направеното моделиране са отчетени топлинните печалби от работещото оборудване в сградата. Основно това е топлина отделяна от работещи електродвигатели и нагреватели;

Параметър	Еталон	Състояние	Базова линия	Чувствителност kWh/m²a	ЕС мерки
6. Разни					
6.1 Разни влияещи на баланса 245,3 kWh/m²a					
Работен режим	168 ч/седм.	168	168	+5 ч/седм. = 5,80	168
Едновр.мощност	28,00 W/m²	16,16	22,23	+1 W/m² = 8,76	22,23
Сума 3	kWh/m²a	141,6	194,7		194,7
6.2 Разни невлияещи на баланса 112,1 kWh/m²a					
Работен режим	168 ч/седм.	168	168	+5 ч/седм. = 2,80	168
Едновр.мощност	12,80 W/m²	17,81	53,72	+1 W/m² = 8,76	53,72
Сума 3	kWh/m²a	156,0	470,6		470,6

Фиг. 2. *Влияещите и невлияещи на баланса консуматори*

- въз основа на мощността на отделните групи машини, режимът им на работа, отчетен индивидуален коефициент на едновременност и период на едновременна работа 168 часа/седмично е определена едновременната мощност на „разни влияещи“ и „разни невлияещи“ на баланса.

- отчетено е че топлината отведена при охлаждане на технологичното оборудване от чилърна система и въздушното охлаждане на компресорите, се отвежда извън сградата.

Направено е симулиране на предвидените мерки по отношение на ограждащите елементи на сградата: топлоизолиране на всички фасадни стени, топлоизолиране на покрива и цялостна подмяна на прозорци и външни врати.

Обследването на промишлени сгради следва да е в контекста на разглежданата промишлената система.

В модела на сградата е отчетено въвеждането на допълнително ново производствено оборудване, част от което ще се охлажда от студовия център – чрез корекции на едновременните мощности в базовата линия на „разни влияещи“ и „разни невлияещи“ фиг. 2.

Параметър	Еталон	Състояние		Базова линия		След ECM	
	kWh/m²	kWh/m²	kWh/a	kWh/m²	kWh/a	kWh/m²	kWh/a
1. Отопление	6,5	88,8	230 083	166,6	431 739	20,3	52 491
2. Вентилация (отопл.)	0,0	0,0	0	0,0	0	0,0	0
3. БГВ	0,0	0,0	0	0,0	0	0,0	0
4. Помпи, вент.(отопл.)	0,0	0,0	0	0,0	0	0,0	0
5. Осветление	49,9	41,9	108 534	43,2	111 940	43,2	111 940
6. Разни	357,4	297,6	771 320	665,3	1 724 515	665,3	1 724 515
Общо (отопление)	413,9	428,2	1 109 937	875,1	2 268 194	728,8	1 888 946
Обща отопляема площ	2 592						

Фиг. 3. *Годишен разход на енергия*

На фиг. 4 е показан прозорец „ЕС мерки“ с определените спестявания на енергия в годишен мащаб.

Параметър	kWh/m²	kWh/a	Действ. kWh/a
1. Отопление: U - стени	47,69	123 607	123 607
1. Отопление: U - прозорци	61,00	158 117	158 117
1. Отопление: U - покрив	28,35	73 473	73 473
1. Отопление: Инфилтрация	21,21	54 969	54 969
Общо - отопление	158,24	410 165	410 165

Фиг. 4. *Енергоспестяващи мерки*

В методически указания за обследване на промишлени системи и оценка на спестяванията, ефекта от мерки по ограждащите елементи на сгради се определя въз основа на разликата в топлинните загуби през тях, при съществуващото състояние на сградата и след реализиране на мерките.

Определен е ефекта от предложените мерки за сградата на фирма „Медикет-Цех” ЕООД съгласно методическите указания и е направено сравнение с резултатите от моделирането със софтуера EAB.

Топлинните загуби са изчислени при средно-обемна температура в сградата θ_i = 18^{o}C и средно месечна температура на външния въздух за 7-ма климатична зона през отоплителния период θ_e = 3,826 ^{o}C.

Общите топлинни загуби на сградата са определени на база на изчислените коефициенти на пренос на топлина W/K през ограждащите стени, прозорци, под и покрив, и топлинните загуби от инфилтрация (фиг. 1).

Загубите от инфилтрация са определени при същата средночасова кратност на въздухообмена както при моделиране на сградата: n =0,78 h^{-1} състояние и след реализиране на мерките n = 0,52h^{-1}

При определяне на средночасовата кратност на въздухообмена е отчетено времето през което част от вратите са отворени за товаро-разтоварни дейности.

В табл. 1 са определени топлинните загуби през ограждащите елементи при съществуващо състояние на сградата, а в табл. 2 – след реализиране на мерките.

Табл. 1. Топлинни загуби при съществуващо състояние

	A	U	H	Ф
	m^2	W/m^2K	W/K	W
стени	1348	1,94	2615	37066
дограма	599,35	5,91	3541	50178
под	1512	0,34	514	7286
покрив	1512	1,18	1784	25288
инфилтрация			3047	43191
			11501	**163010**

Табл. 2. Топлинни загуби след реализиране на мерките

	A	U	H	Ф
	m^2	W/m^2K	W/K	W
стени	1348	0,23	310	4394
дограма	599,35	0,959	575	8151
под	1512	0,34	514	7286
покрив	1512	0,28	423	6001
инфилтрация			2031	28794
			3854	**54626**

В табл. 3 са определени енергийните икономии за всяка мярка, като разлика в топлинните загуби при съществуващото състояние (табл. 1) и след реализиране на мерките (табл. 2).

Табл. 3. Сравнение на енергийните спестявания

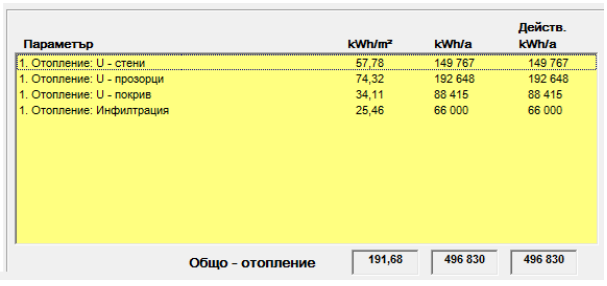
	ΔФ	Енерг.спестявания		разлика	
		методика	моделиране		
	W	kWh	kWh	kWh	%
стени	32672	149768	123607	26161	21,16
дограма	42027	192654	158117	34537	21,84
под	19288	88415	73473	14942	20,34
инфилтр.	14397	65996	54969	11027	20,06
сума:		496832	410166	86666	21,13

Също така е направено сравнение на получените стойности за енергийните спестявания с тези от извършеното моделиране на сградата и симулиране на мерките.За всички мерки разликата е значителна над 20%, като енергийните спестявания определени чрез моделиране на сградата са по-малки.

Получения резултат е логичен, тъй като определените спестявания по методическите указания, на практика са спестявания на нетна енергия и не се отчитат редица фактори влияещи на топлинни баланс, на енергията необходима за поддържане на микроклимата в сградата, а от там и на спестяванията от предложените мерки: топлина от хора; слънчева енергия постъпила през дограмата; приноси от осветителната система; приноси от оборудване.

При моделирането на производствената сграда всички тези фактори са отчетени.

Ако в модела на сградата не се отчитат посочени по-горе фактори, то получените икономии на енергия, показани на фиг. 5, са еднакви с тези определени по методическите указания.



Фиг. 5. *Енергоспестяващи мерки (нетна енергия)*

При моделиране на сградата има възможност да се отчетат и коефициентите характеризиращи ефективността на системата за поддържане на микроклимата и по този

начин да се определят реалните енергийни спестявания. А при използване на методическите указания трябва допълнително да се направят изчисления и да се отчете ефективността на компонентите на системата обезпечаваща микроклимата в сградата.

В табл. 4 са показани данни за спестената енергия от мерките по ограждащите елементи, енергия за отопление преди и след реализиране на мерките за следните варианти: 1 - по нетна енергия; 2 - отчетени са приносите от хора, слънчева енергия и осветление; 3 - отчетени са всички вътрешни топлинни източници; 4 - по брутна енергия; 5 - симулирана е и мярка по осветителната система.

В случаи 1, 2 и 3 не е отразена ефективността на отоплителната система, за по-коректно сравнение с резултатите от методическите указания.

Вариант 4 - отразена е ефективността на използваните за отопление климатици и електрически уреди. Вариант 5 - симулирана е и мярка по осветителната система. Намалените приноси от осветителната система водят до увеличаване на брутната енергия за отопление и по-големи икономии от мерките по ограждащите елементи, в сравнение с вариант 4.

Табл. 4. Потребна енергия за отопление и общи енергийни спестявания от мерките по ограждащите елементи

Вар-т	състояние	след ECM	икономии
	MWh	MWh	MWh
1	747,2	250,1	496,8
2	593,1	156,7	489,1
3	431,8	52,5	410,2
4	219,2	26,6	208,2
5	219,2	30,8	215,0

В случая най-съществено влияние върху брутната енергия за отопление и спестяванията от мерките, от всички приноси имат тези от „разни влияещи“ в сравнение с другите вътрешни топлинни източници. Затова е важно тяхното точно моделиране

Ако в производствената сграда се поддържа определен микроклимат и в летен режим, създаването на модел на сградата позволява лесно да се оцени общия ефект от дадена мярка в двата режима (летен и зимен). Някои от мерките по ограждащите елементи в двата режима имат различен знак.

Моделирайки сградата може да се отчита взаимодействието с други мерки – по осветителна система, оборудване и др.

Така например замяната на компресор с нов с честотно регулиране и реализиране на съвременна система за управление на компресорната станция води до намаляване на потребената електроенергия от компресорното оборудване. Ако това води до намаляване на едновременната мощност на „разни влиещи“ то разхода на енергия за отопление ще се увеличи. .

За определяне на икономическите показатели (нетни икономии, срок на откупуване и др.) следва да се използват спестявания на брутна енергия, а не на нетна енергия.

Ако в производствена сграда за отопление се използва отпадна топлина от технологичния процес, следва да се направи оценка за всеки месец, каква част от потребната енергия е за сметка на отпадна топлина и каква за сметка на друг ресурс.

В този случай, при реализиране на мерки по ограждащите елементи, реална икономия на средства ще има само по отношение на допълнителния енергиен източник.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направения анализ показва, че в обследването за енергийна ефективност на производствени сгради може да се използва соф-туера EAB и се моделира сградата.

За целта е необходимо да са избрани подходящи входни данни, необходими за прилагане на изчислителния метод от Приложение 3 на Наредба 7 за енергийна ефективност на сгради, залегнал в посочения софтуер.

При моделиране на сградата за всеки тип оборудване и система трябва да се направи точна оценка каква част от потребената енергия следва да се отнесе към „разни влияещи“ и каква към „разни невлияещи“.

Моделирането на сградата позволява да се отчетат редица фактори влияещи на топлинния баланс, на енергията необходима за поддържане на микроклимата в сградата, а от там и на спестяванията от предложените мерки.

Обследването на промишлени сгради следва да е в контекста на разглежданата промишлената система.

REFERENCE

[1] Stamov S. Spravochnik po otoplenie, ventilaciya I klimatizaciya, DI"Tehnika", Sofia 1990 .

[2] Ananiev A., Balueva N Sistemi ventiliyacii I kondicionirovaniya. Teoriya I praktika, Evroklimat, 2001

[3] Kaloiyanov N., Kasabov I, i dr.. Metodicheski ukazaniya za izvarschvane na obsledvane za energijna efektivnost I ocenka na energijni spestiyavaniya na promischleni systemi I predpriyatiya, I "Zeleno upravlenie", 2019.

INFLUENCE OF A TRANSVERSE MAGNETIC FIELD ON AN ELECTROMAGNETIC FLUID IN HYDRODYNAMIC INITIAL SECTION

A.N. Mamedov, A.D.Koval, A.N. Murashchenko, O. M. Yakhno
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Ukraine

Abstract

This article is about Influence of transverse magnetic field. The study of the hydrodynamic initial section is onsidered in the work. The research in the article is devoted to the study of the deformation of the velocity plot. The authors noted the peculiarities of the conditions of flow entry into the initial section, the rheological properties of fluids and external factors (for example, how the fluid is electrically conductive). The authors also showed that Vortex creatures adjacent to the input features (country protocols, geometric properties) can have a significant effect on the input diagram. Also, the authors mention that the deformation of the velocity plot significantly affects the pressure drop. the influence of ponderomotive force on hydrodynamic initial vertex is considered. The authors conducted a study that found that the presence of a magnetic field can lead to the quenching of vortex formation at the entrance to the hydrodynamic initial section. This in turn affects the length of the hydrodynamic initial section.

Keywords: ponderomotive forces, magnetic field, Hartmann number, initial section, pressure, velocity field.

INTRODUCTION

It is known [1], [2], [3], [4], that study of fluids in hydrodynamic initial section is a problem of great interest in the field of technical hydromechanics. The reason for it is that usually in machines and devices with local resistance as working elements short channels form equipment, where the flow of fluids is unstable, and inertia forces of convective acceleration have a great impact on the flow properties. Such tasks are of great relevance in the field of mechatronics as well as hydraulic and pneumatic control systems. Significant number of researches deals with study of hydrodynamic initial section, especially for Newtonian fluids.

EXPOSITION

To a lesser extent, such problems are solved for anomalously viscous fluids. On the basis of existing studies, flow in the initial section can be described as follows [2]. It is assumed that velocity epure at the flow entrance in hydrodynamic initial section has a rectangular shape. As the fluid advances along the channel, both inertia forces of convective acceleration and viscous friction forces begin to manifest themselves. A boundary layer which provides some slowdown is formed in the near-wall region. At the same time, accelerated fluid motion is observed in the flow core. And thus, velocity epure is deformed with a rectangular distribution in the flow core. This process continues until the thickness of the boundary layer becomes equal to half of the channel's diameter, and the flow core reduces to zero. It is assumed that in this case zone of hydrodynamic initial section ends, and stable Stokes flow begins. It is also assumed that length of the initial section is determined by a cross-section where the velocity epure differs by less than 1% from the flow described by the Stokes formula. This restriction is introduced because deformation process of the velocity epure in the 1% zone can be quite large. Figure 1 shows velocity epure pattern typical for hydrodynamic initial section.

Among the factors that affect the flow pattern in the initial section zone, it is important to note special features of the flow entry conditions in the initial section, rheological properties of the fluid under consideration, and external factors (for example, magnetic field for electrically conductive fluid). Under real-life conditions,

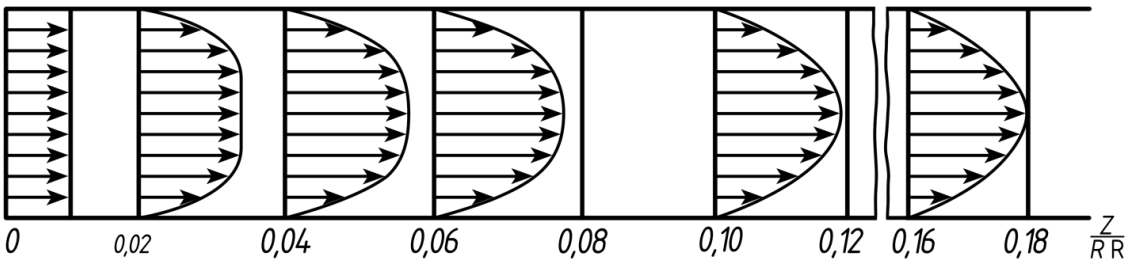


Fig. 1 *Velocity epure in hydrodynamic initial section*

it is quite rare that the velocity epure at the channel entrance is rectangular. In most cases it is a curve of some type other than parabolic. Vortex formations associated with particularities of entrance (sharp edges of the channel, geometric properties) can have significant impact on the epure at the entrance. For instance, at the entrance of the flow into the channel, there may be vortex formations in the contraction area, which would have a significant impact on deformation of the velocity epure. Figure 2 shows an example of such vortex formations in case of sudden contraction at the entrance into the channel.

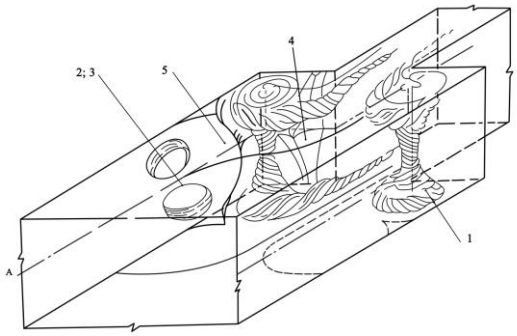


Fig. 2. *Scheme of vortex formations, based on the method of flow photography in the area of sudden contraction (fluid – 6%, PVA water solution): 1 – main vortex, 2 and 3 – secondary vortices, 4 – end "stagnant" zone, 5 – side "stagnant " zone*

Thus, length of hydrodynamic initial section depends on the entrance conditions. Another factor that has an effect on deformation of the velocity field is rheological property of the flowing fluid. If the fluid is non-Newtonian, velocity field may be affected by properties of viscosity fluctuation depending on the rheological law, for example, on the velocity gradient. For example, if a fluid is described by the rheological Ostwald-de Waele law with a flow index $n$other than one, then deformation of the velocity epure is in accordance with the data of Christiansen, Tyabin, Yakhno, and the epure can be represented as follows, Figure 3.

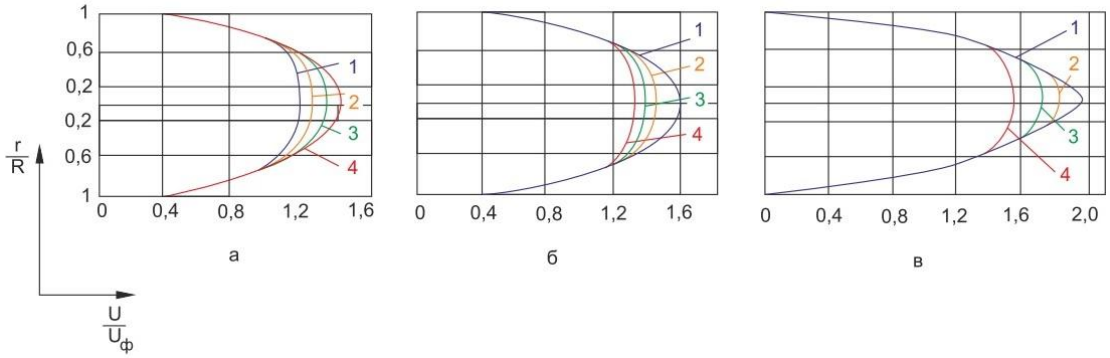


Fig. 3. Velocity distribution in the initial section of cylindrical pipe:

$1.n = 1; 2.n = 0{,}8; 3.n = 0{,}6; 4.n = 0{,}4;$

$а) x = 0{,}25x_0; б) x = 0{,}5x_0; в) x = x_0$

It should also be noted that deformation of velocity epure in the initial section has a significant impact on the pressure drop. Due to manifestation of the inertia forces of convective acceleration, pressure drop in the initial section is significantly higher than in the stabilized flow. According to the results of Thorner's research [5], pressure drop in the initial section can be represented as a nonlinear relationship $p(x)$of the following type, Figure 4.

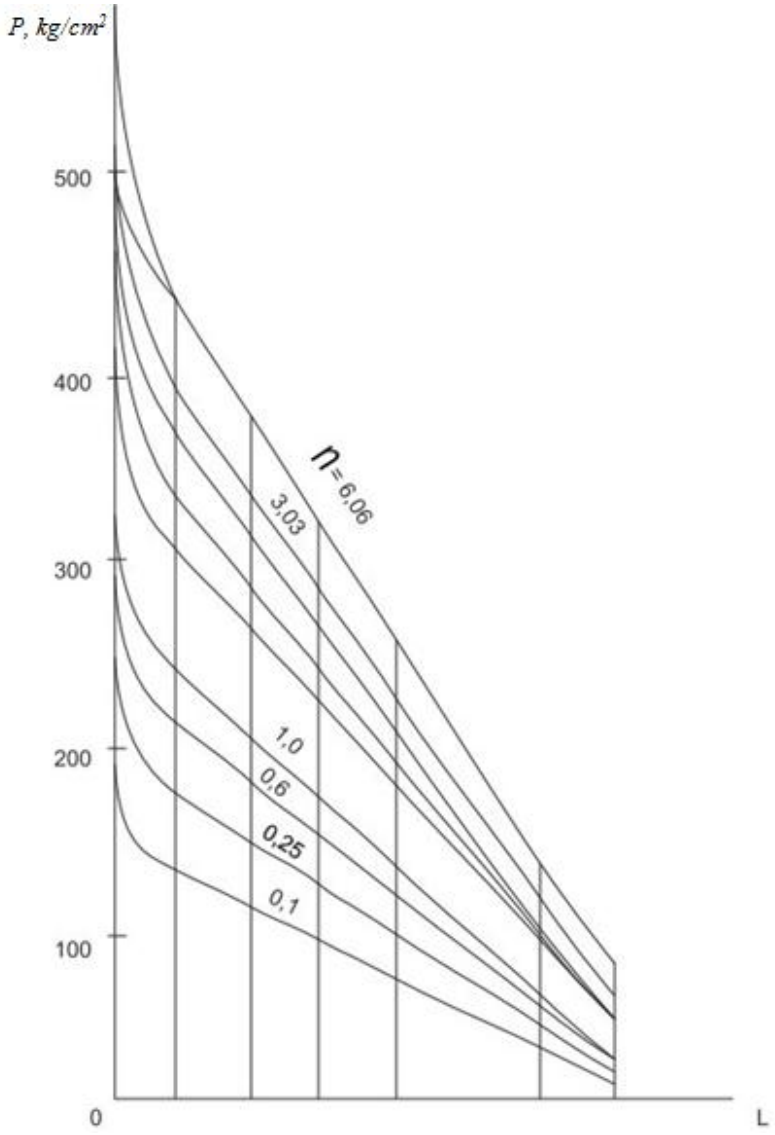


***Fig. 4**. Characteristics of pressure drop in the initial section*

This figure shows curves for viscous and anomalously viscous fluids with various flow behaviour indices. n. In these two cases, length of the hydrodynamic initial section is a function of the Re number, namely:

$$L_{\text{ну}} = const \cdot Re \qquad (1)$$

In most cases, const is determined experimentally, and it takes into consideration the factors described above. Table 1 shows values of the initial section length obtained by various authors.

Table 1. Determination of length of hydrodynamic initial section

Rheological law	***Length***	***Pressure loss***	***Velocity epure type***	***Author***
Ostwald–de Waele law	$\mathcal{L}_{\text{ну}} = 0{,}122Re \cdot D$	$\frac{\Delta p}{0{,}5\rho u_{\text{ср}}^2} = \frac{[2^{n+2}(1+3n)/n]^2}{Re} \cdot \frac{L}{D} + 1{,}33$	-	*M. Collins, W. Schowalter*
Ostwald–de Waele law	$\mathcal{L}_{\text{ну}} = 0{,}101Re \cdot D$	$\frac{\Delta p}{0{,}5\rho u_0^2} = \frac{2^{n+2}[(1+3n)/n]^2}{Re} \cdot \frac{L}{D} + 1{,}22$	*Parabola in the slowdown zone*	*Tomita*
Shvedov–Bingham law	$\mathcal{L}_{\text{ну}} = 0{,}025H \cdot Re$	$\frac{\Delta p}{\gamma} = \frac{u_0^2}{2g}(\omega_2 - \omega_1)$	*Parabola in the near-wall region*	*L. S. Leibenzon*
Rheological law $[\tau_{ij}] = \mu_1[\dot{\gamma}_{ij}] + \mu_2[\dot{\gamma}_{ij}]^2 + \mu_3[\dot{\gamma}_{ij}]^3 + \cdots$	$\mathcal{L}_{\text{ну}} = AHRe,$ $A = const,$ $A = f(\mu_1, \mu_2, \mu_3)$	$\Delta p = \frac{3}{2}\left(\frac{u_n - 2}{a^2}\right)^2 + \cdots - A(2-L)$	$u = 2u_{\text{ср}}\{1 - \frac{r^2}{R^2} + \frac{\mu_{2n+1}}{\mu_1} \cdot (\frac{AR}{2\mu})^{2n} \cdot [\frac{2}{n+2}\left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right) - \frac{1}{n+1} \cdot (1 - (\frac{r}{R})^{2n+2})]\}$	*Kapoor, Gupta*

A special place in the study of hydrodynamic initial section is occupied by problems related to flow of electromagnetic fluid in transverse magnetic field. In this case, the flow experiences not only the action of inertia forces of convective acceleration, but also the action of ponderomotive forces, which are determined by the following formula:

$$F_{\text{пон}} = \frac{\mu - 1}{2\mu\mu_0}\nabla(B^2), \qquad (2)$$

where μ – is magnetic permeability, μ_0 – magnetic constant, B – magnetic induction.

In this case, equation describing the flow in the initial section has the following form:

$$\begin{cases} \rho\left(u_x\frac{\partial u_x}{\partial x} + u_y\frac{\partial u_x}{\partial y}\right) = -\frac{dp}{dx} + \mu\frac{\partial^2 u_x}{\partial y^2} - \frac{\sigma B_0^2}{c^2}\cdot\frac{\partial u_x}{\partial y} \\ \frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} = 0 \end{cases} \qquad (3)$$

where u_x, u_y – are projections of velocity on the coordinate axes;

p, ρ – pressure and density of the fluid;

μ – dynamic viscosity;

σ – magnetic field density;

B_0 – magnetic field induction;

c – speed of light.

In this case, deformation of the velocity epure in the initial section depends significantly on the ratio of inertia forces of convective acceleration and ponderomotive forces. Studies carried out by several authors [4], [5] show that in this case, at the end of the hydrodynamic initial section, velocity epure (Hartmann flow) takes the following form, shown in Figure 5.

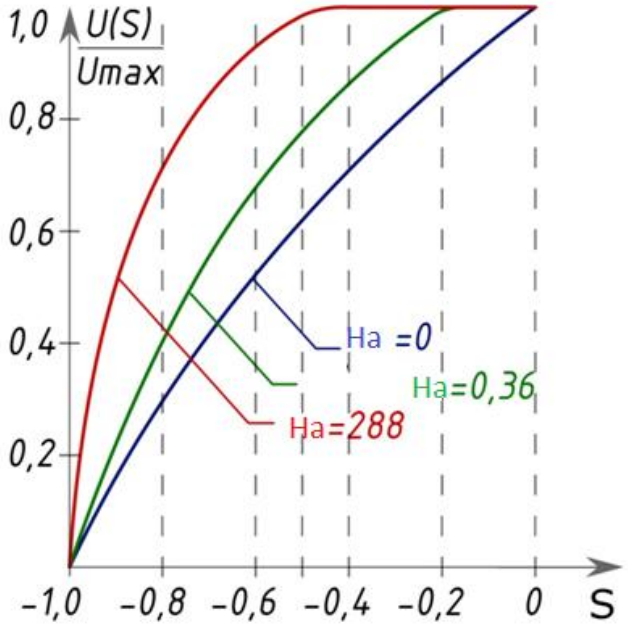


Fig. 5. *Velocity distribution in magnetic field for different Hartmann numbers*

Comparison of this epure with the velocity epure without magnetic field in qualitative terms is shown in Figure 6.

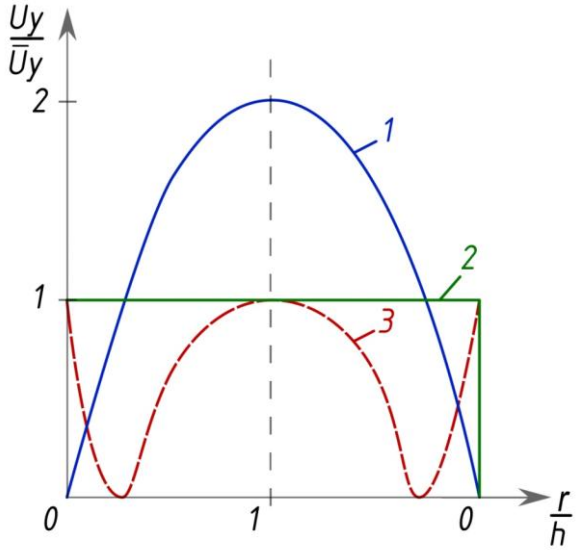


Fig. 6. *Difference in velocity epures at the entrance to and exit from the initial section*

Experimental studies carried out by several authors have shown that transverse magnetic field can have a significant impact on dampening of vortex formation. In the case under consideration, presence of magnetic field can lead to dampening of vortex formation at the entrance to hydrodynamic initial section, and hence affect the length of the hydrodynamic initial section. On the other hand, Lorentz forces can lead to slowdown of the fluid flow in hydrodynamic initial section. Our experimental studies have shown the extent of slowdown of the flow of electromagnetic fluid in the channel. This level of slowdown can be evaluated on the basis of relationship between velocity of the electromagnetic fluid flow and the pressure drop. Figure 6 shows a similar relationship, and it is evident how the flow rate changes in the presence of magnetic field, while the pressure drop remains the same.

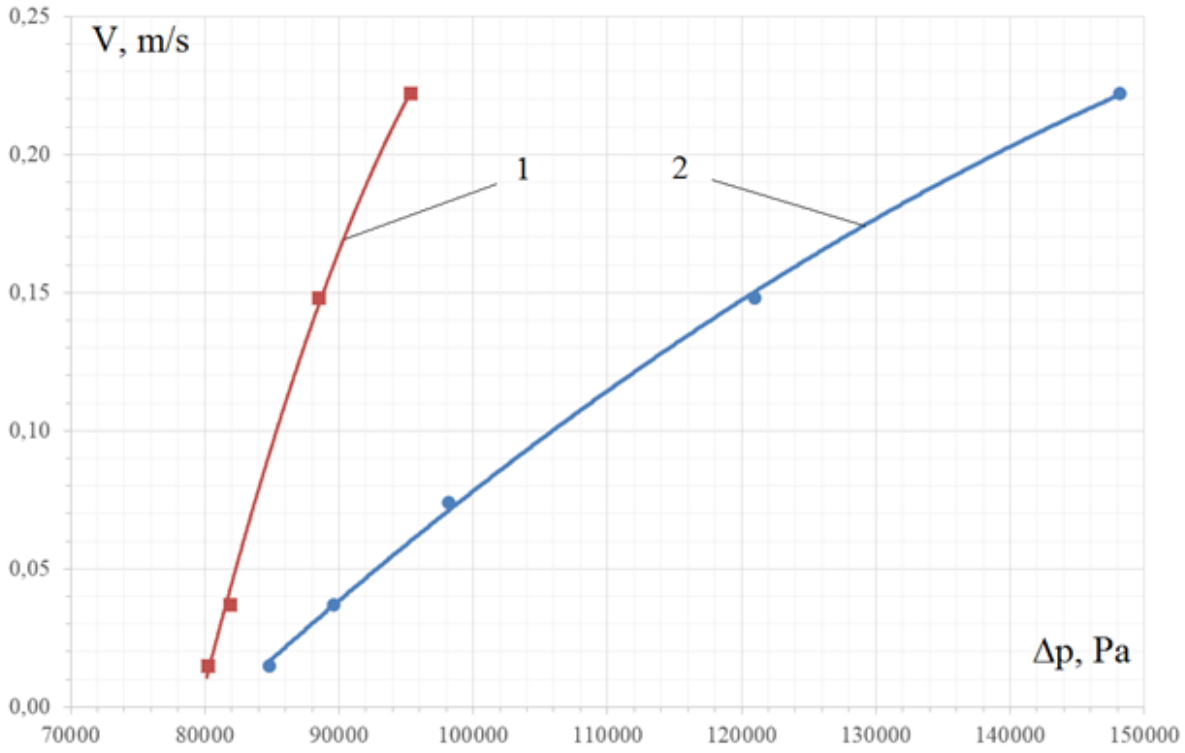


Fig. 7. *Relationship* $v = f(\Delta p)$*, where line 1 – with magnetic field, line 2 – without magnetic field*

The studies were carried out on the experimental facility with possibility to adjust pressure drop in the flow.

CONCLUSION

To sum up, it should be noted that previous studies have shown that length of the hydrodynamic initial section is a function not only of the Reynolds number, but also of the Hartmann number:

$$L_{\text{ну}} = const \cdot D \cdot Re + const_1 \cdot D \cdot Ha \qquad (4)$$

REFERENCE

[1] Targ S. The main problems of the theory of laminar flows, “Theoretical literature”, M-L, 1951, 420 p.
[2] Yakhno O., Matiega V., Kryvosheev V. Hydrodynamic initial section, “Zelena Bukovyna” Chernivtsi, 2004, 143 p.
[3] Torner P. Theoretical basis of polymer processing, “Khimiya”, M, 1967, 464 p.
[4] Petukhov B. Heat transfer and resistance at laminar flow of liquid in pipes, “Energiya”, M, 1967, 411 p.
[5] Shizhi Qian, Haim H. Bau, Magneto-Hydrodynamics Based Microfluidics, Mech Res Commun. 2009 January 1; 36(1): 10–21. doi:10.1016/j.mechrescom.2008.06.013.
[6] Huei Chu Weng, Hydrodynamic Modeling of Targeted Magnetic-Particle Delivery in a Blood Vessel, *J Biomech Eng* 135(3), 034504 (Feb 11, 2013) (5 pages)
[7] Kaminski M, Uhlemann CF, Bleicher M, Schaffner-Bielich J, Anomalous hydrodynamics kicks neutron stars. ArXiv: 1410.3833, 2014
[8] Lucas A, Hydrodynamic transport in strongly coupled disordered quantum field theories. New J Phys 17: 113007, 2015
[9] Roychowdhury D, Magnetoconductivity in chiral Lifshitz hydrodynamics. J High Energy Phys 2015 (9): 145, 2015
[10] Sadofyev A., Isachenkov M., The Chiral magnetic effect in hydrodynamical approach. Phys Lett B 697: 404-406, 2011
[11] Molenkamp L., Molenkamp L., de Jong M., Hydrodynamic electron flow in high-mobility wires. Phys Rev B Condens Matter 51 (19): 13389-1340, 1995.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛАСТИЧНАТА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ЕЛЕМЕНТ ОТ МАНОМЕТРИЧЕН УРЕД

Николай Стефанов
ТУ-Габрово

STUDY OF THE ELASTIC CHARACTERISTIC OF AN ELEMENT OF A MANOMETRIC DEVICE

Nikolay Stefanov
Technical University of Gabrovo

Abstract

Bellows represent one of the most commonly used components in engineering structures. They are used to measuring vacuum, or gases or liquids under pressure.

For better sensitivity, some low-range mechanical gages (sometimes called aneroid gages) use corrugated diaphragms or capsules as sensors. The capsule is basically a short bellows sealed with end caps. These sensors are more compliant than a Bourdon tube, and a given applied pressure causes a larger deflection of the sensor.

In this work are examined the characteristics of the error from of the static characteristic of the measuring bellows.

Mathematical models are presented, in order to allow evaluation of the error from nonlinearity regarding the permissible error of the measurement result. The models are developed, based on the method of the smallest modules.

Keywords: bellows; measuring device; static characteristic of a measuring instrument; error evaluation

ВЪВЕДЕНИЕ

Означения:

A-коефициент;
α-ъгъл на уплътнение, rad;
c-еластична константа, N/mm;
d-диаметър, mm;
E-модул на еластичност на материала, MPa;
$E = \frac{E_{bel}}{1-\mu^2}$;
F-ефективна площ, mm^2;
f-дължина на стената на гофрата, mm;
I-инерционен момент, mm^4;
μ-коефициент на Поасон;
n-брой на гофрите;
P-аксиална сила, N;
p-налягане, MPa;
r-радиус, mm;
s-дебелина на стената, mm;
T-стъпка между гофрите, mm;
w-дълбочина на гофрата, mm

Индекси:

0-външен, основна дебелина;
i-вътрешен;
m-средна стойност;
w-закръгление на гофрата;
ax-аксиална;
bel-силфон;
sp-пружина

Измервателните силфони се използват като чувствителни елементи в манометричните уреди. При това са възможни две схеми за използване на силфоните.

Силфонът преобразува налягането в преместване или налягането в усилие. По втората схема работят уредите реализирани на принципа на силовата компенсация.

Грешките предизвикани от несъвършенствата на еластичните свойства на материала се изразяват в хистерезис, последей-

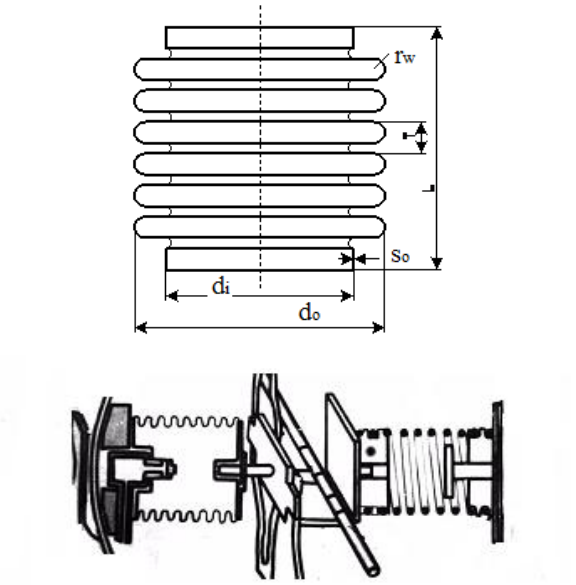
ствие, температурна грешка и грешки свързани с изменение модула на еластичност.

Всичко това оказва влияние върху надеждността и точността на уредите.

Основна цел при анализа на уредите се явява определянето на еластичността на силфона.

При избор на измервателен силфон е необходимо да се знае неговият ход в зависимост от налягането (еластична характеристика). Тази характеристика е нелинейна и това е свързано с изменение на геометрията на силфона в процеса на натоварване. С увеличаване на преместването, нелинейността на еластичната характеристика нараства и може да достигне $20 \div 30\%$. В много случаи преместването на силфона е в зависимост от ефективната му площ, която се променя с изменение на налягането. Това обстоятелство се явява една от причините за наличието на грешки при уредите със силова компенсация.

На фиг. 1 са представени геометричните размери на безшевен силфон с U профил на гофрите и силфонен възел.



Фиг.1. *Силфон и силфонен възел*

ИЗЛОЖЕНИЕ

Целта на настоящата разработка е да се изследва теоретично и експериментално еластичната характеристика на силфон и неговото включване в измервателен възел от уред и определяне на основните грешки.

За теоретичното определяне на еластичната характеристика на силфон може да се приложат натрупаните познания от теорията на еластичността. В настоящия анализ разсъжденията се свеждат до елементарни, а това води до резултати отличаващи се в голям процент от действителните. Приема се, че отделните участъци от конструкцията на силфона са подложени на деформации при огъване.

При пренебрегване на деформациите в закръглените участъци на силфона, но като се вземат под внимание – линейните, които формират дълбочината на гофрите и при прилагане на аксиална сила, действаща по неутралната ос минаваща през центъра на тежестта на стената на гофрата, за максималното преместване на една гофра при специално огъване се получава:

$$x = \frac{f^3}{24\,E\,I}\,P, \qquad (1)$$

където I е инерционен момент и се представя с израза:

$$I = \frac{\pi\, s^3 (d_0 + d_i)}{24} = \frac{\pi\, s^3 d_m}{12}. \qquad (2)$$

Еластичната константа на една гофра се получава след като (2) се замести в (1) и се отчете дълбочината на гофрата.

При допускане, че всички размери се взимат по средната линия на профила на гофрата и е налице условието:

$$(r_0 - r_i) \gg r_w,$$

то за дълбочината на гофрата се записва $w = f + 2\,r_w$ или $w \approx f$. От тук следва окончателния запис за еластичната константа на една гофра:

$$c_{bel} = \frac{\pi\, E\, s^3 (d_0 + d_i)}{w^3} = \frac{2\,\pi\, E\, s^3 d_m}{w^3}. \qquad (3)$$

Еластичната константа на силфон с n на брой гофри при два пъти по-голямо преместване, се получава по зависимостта:

$$c_{ax} = \frac{c_{bel}}{n} = \frac{\pi\, E\, s^3\, d_m}{n\, w^3}. \qquad (4)$$

Общият случай на запис на еластичната константа на силфон се свежда до зависимостта:

$$c_{ax} = \frac{c_{bel}}{n} = \frac{\pi\, E\, s^3}{(1-\mu^2)n}\, C,$$

където C е параметър с размерност mm^{-2}.

В настояще време съществуват редица литературни източници при които е направено задълбочено аналитично и експериментално определяне на еластичната константа на силфон [1,2,7,8]. В следващите

редове са изложени крайните резултати от тези изследвания с кратко описание на приетите допускания по отношение на извода (определяне на параметъра С).

В [7] е изведена зависимостта за еластичната константа на силфон при осово натоварване, като се използва зависимостта получена от Федосиев по енергетичния метод на решаване на задачата на Ритц, и се представя с израза:

$$c_{ax} = \frac{E\,s}{1-\mu^2}\,\frac{A_0-\alpha\,A_1+\alpha^2\,A_2+B_0\frac{s^2}{r_i^2}}{n}, \qquad (5)$$

където:

$$\alpha = \frac{4\,r_w-T}{2(r_0-r_i-2\,r_w)}, \qquad (6)$$

е т. н. „ъгъл на уплътнение" на силфона и се представя в rad, а $A_0,\ A_1, A_2, B_0$ са коефициенти зависещи от $\frac{r_0}{r_i}$, $\frac{r_w}{r_i}$ които се определят графично.

Ъгълът на уплътнение има положителни или отрицателни стойности в зависимост от това дали силфона се свива или разтяга.

При неуплътнен силфон $(\alpha \approx 0)$ и изпълнено условие $(r_0 - r_i) \gg r_w$, тричлена $A_0 - \alpha\,A_1 + \alpha^2\,A_2$ се пренебрегва и зависимост (5) се представя във вида:

$$c_{ax} = \frac{E\,s^3\,B_0}{(1-\mu^2)\,r_i^2\,n}. \qquad (7)$$

В [13] анализната схема на силфона се свежда до набор от кръгли пластини съединени по вътрешен диаметър. Аксиалната еластичност е определена на основа теорията на огъване на кръгли пластини при приемане на същите допускания $(r_0 - r_i) \gg r_w$ и $\alpha = 0$. Тези допускания дават основание за пренебрегване на деформациите на закръглените участъци в сравнение с деформациите на плоските участъци на силфона.

Приема се преместването на дъното на силфона да е равно на сумата от огъването на всички пластини и да е $2n$ пъти поголямо от преместването на всяка една пластина.

Еластичната константа се дава със зависимостта:

$$c_{ax} = \frac{E\,s^3}{2\,A\,r_0^2\,n}, \qquad (8)$$

където:

$$A = \frac{3(1-\mu^2)}{4\,\pi}\left[\frac{\left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2-1}{\left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2} - \frac{4ln^2\frac{r_0}{r_i}}{\left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2-1}\right] \qquad (9)$$

Средната дебелина на стената на силфона се дава с израза:

$$s = \sqrt[3]{\frac{1}{(r_0-r_i)}}\int s^3\,(r)\,dr. \qquad (10)$$

След заместване на (9) в (8) окончателно за еластичната константа се получава:

$$c_{ax} = \frac{\pi\,E\,s^3}{(1-\mu^2)\,n}\frac{1}{r_0^2} \times \frac{4}{6\left[\frac{\left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2-1}{\left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2} - \frac{4ln^2\frac{r_0}{r_i}}{\left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2-1}\right]}. \qquad (11)$$

В EJMA std и [4,8,10] за еластичната константа е приета зависимостта:

$$c_{ax} = \frac{1.7\ E\,s^3}{(1-\mu^2)\,n}\frac{d_m}{w^3}\ \frac{1}{c_f}, \qquad (12)$$

където c_f е корекционен коефициент и $c_f = f\left(\frac{T}{\sqrt{s\,d_m}}; \frac{T}{2\,w}\right)$.

В зависимост (12) параметрите са в система "lb-in-sec", а s и d_m се дават с изразите:

$$s = s_0\sqrt{\frac{d_i}{d_m}}, \qquad (13)$$

$$d_m = d_i + w + s. \qquad (14)$$

При използването на силфоните в системите на автоматиката [5] се използва зависимостта:

$$c_{ax} = \frac{\pi\,E\,s^3}{(1-\mu^2)\,n}\frac{d_0\,a_1}{w^3}, \qquad (15)$$

където a_1 е коефициент отчитащ свойствата на материала. За бронз $a_1 = 0.111$.

В [2] геометрията на силфона е разделена на отделни участъци които се разглеждат като статично определени елементи при специално огъване. Дадени са провисванията и наклоните на еластичната линия.

На база на тези разсъждения е определена сумарната еластична константа при действието на аксиална сила:

$$c_{ax} = \frac{24\,E\,I}{4\,n\left[6\,\pi\,r_w^3+24f\,r_w^2+f^3+3f^2r_w\,\pi\left(1+\frac{s^2}{12r_w^2}\right)\right]}, \qquad (16)$$

където I се дава със зависимост (2).

При заместване на (2) в (16) се получава:

$$c_{ax} = \frac{\pi\, E\, s^3}{n} \times$$
$$\times \frac{(d_0+d_i)}{4\left[6\,\pi\, r_W^3+24 f\, r_W^2+f^3+3f^2 r_W\,\pi\left(1+\frac{s^2}{12 r_W^2}\right)\right]}. \qquad (17)$$

Стойностите на c_{ax}, по гореизложените зависимости, са определени за силфон с параметри [6]: $d_0 = 50mm$, $d_i = 35.6mm$, $s_0 = 0.12mm$,$T = 3.4mm$,$n = 13$.Силфонът е изработен от материал CuBe2Ni с модул на еластичност $E_{bel} = 1.31 \times 10^5 MPa$ и $\mu = 0.3$. Тези стойности са дадени в Таблица 2.

Експерименталната еластична характеристика на силфона е заснета на стенд описан в [3], като е спазена предписаната методика за провеждане на експеримента.

Обработката на опитните данни от измерванията са извършени съгласно предложения ред в [9], а обобщените резултати са представени на фиг. 2 в графичен вид. Максималната хистерезисна грешка е $\epsilon = 7.96\%$ при налягане $p = 0.008MPa$.

Фиг. 2. *Еластична характеристика на силфон*

Регресионната права обобщаваща експерименталните резултати, получена по метода на толерансния интервал (best fit), се изчислява по метода на най-малките квадрати и се представя със зависимостта:

$$P = -0.19 + 1.64x. \qquad (18)$$

При използване на метода за преминаване на регресионната права през нулевата и зададената крайна точка, за еластичната константа се получава: $c_{ax} = 1.615$. Тази стойност е най-близо до теоретично пресметнатите по зависимости (7) и (17) и се отклонява съответно в границите $0.6 \div 1.8\%$.

Силовата характеристика на силфонния възел е заснета на експериментална установка, представена в [9].

На фиг. 3 е представена експерименталната характеристика, а на фиг.4 хистерезисната характеристика.

Параметрите на силфонния възел са представени в Таблица 1.

Таблица1. *Параметри на силфонния възел*

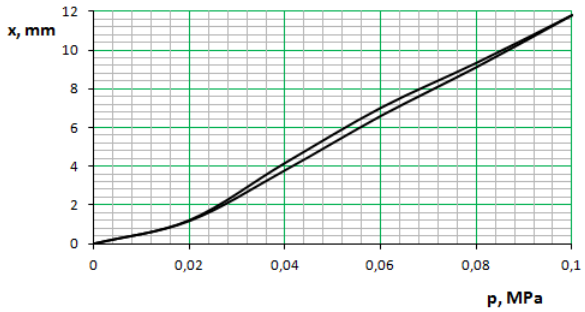
Параметри, размерност	Стойност
Ефективна площ на силфона, $F\ mm^2$	1438.72
Максимален ход на силфона от напълно свито положение до разтегнато, x_{max}, mm	24
Работен ход на силфонния възел, x, mm	11
Еластичност на силфона, $c_{ax}, N/mm$	1.64
Еластичност на пружината, $c_{sp}, N/mm$	8.26
Налягане при което силфона от неутрално положение извършва ход на 11 mm до пълно свиване, p, MPa	0.0125
Първоначално свиване на пружината, x_0, mm	6.22
Сила на пружината при свиване на 17.22 mm, P, N	142.24
Дължина на пружината в свободно състояние,L mm	54
Максимална работна сила на пружината, P_{max}, N	198.34
Диапазон на изменение на налягането, p, MPa	$0 \div 0.1$

Уравнението на силите на силфонния възел, без отчитане на триещи сили, се дава във вида:

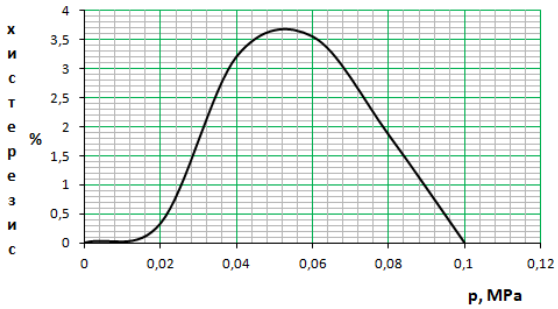
$$pF = c_{sp}(x_0 + x) + c_{ax}\left(\frac{x_{max}}{2} - 1\right). \qquad (19)$$

От (19) може теоретично да се определи коефициента на пропорционалност k от функционалната зависимост между входната величина p и изходната x .

По данни от [6, 9], за изследвания възел, който представлява част от измервател на налягане тип: 1МП30А, за коефициента на пропорционалност се получава стойността $k = 110\,mm/MPa$.



Фиг. 3. *Силова характеристика на силфонен възел*



Фиг. 4. *Хистерезисна характеристика на силфонен възел*

При това положение нелинейната грешка може да се определи по зависимостта:

$$\epsilon_{nl} = \frac{k\,p - x}{x_{max}}\ 100,\%. \qquad (20)$$

Мултипликативната грешка представлява първата производна от функционалната зависимост между входната и изходна величина. В Таблица 2 са дадени стойностите от теоретично определените коефициенти на пропорционалност в зависимост от c_{ax} и стойностите на мултипликативната грешка.

Таблица 2. *Сравнителна таблица*

Формула	c_{ax}	k	Максимална мултипликативна грешка
-	N/mm	mm/MPa	%
5	1.99	109.44	-0.5
7	1.645	109.98	-0.018
11	2.23	109.02	-0.98
12	1.73	109.86	-0.12
15	0.973	110.96	0.86
17	1.605	110.05	0.045

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Инструменталната абсолютна грешка зависи от стойността на входната величина и се изразява чрез функционална зависимост. Действителната функционална зависимост на преобразуване $y = f(x)$ се отличава от номиналната $y_n = f_n(x)$. При измерването на физични величини е прието съставляващите на абсолютната грешка, пропорционални на втората и по-високи степени, да характеризират понятието „нелинейност”. Именно в настоящата разработка са дадени стойности на компонентите на абсолютната грешка от конкретен измервателен възел. Получените резултати могат да способстват при избора на чувствителен елемент за реализацията на измервателен уред.

REFERENCE

[1] Andreeva L. E. Silfoni. Izchislyavane i proektirane. Mashinostroene. M., 1975.

[2] Herman M., A. Jonsson. Static Characteristics of Flexible Bellows. Department of Mechanical Engineering University of Karlskrona, Sweden,1997.

[3] Iliev I, S. Simeonov, G. Tsvetanov, M. Nencheva. Finomehanichna tehnika. Universitetsko izdatelstvo "V. Aprilov", Gabrovo, 2008.

[4] Jakubauskas V. F.Transverse Vibrations of Bellows Expansion Joints.

Mc Master University, June, 1995.

[5] Mol. Pnevmoavtomatika. M., 1970.

[6] Pandurov S. P. Spravochnik po elementi i sredstva za avtomatichno izmervane, regulirane i upravlenie. Tehnika.S.,1973.

[7] Ponomarev S., Andreeva L. Raschet uprugih elementov mashin i priborov. Mashinostroene. M., 1980.

[8] Shutt R. P, M. L. Rehak. Instabilities of Bellows. Dependence on Internal Pressure end Supports and Interactions in Accelerator Magnet systems. Brookhaven National laboratory. Upton, New York, 1990.

[9] Stefanov N. Metodichesko rŭkovodstvo za uprazhnenie po izmervane na hidro-pnevmo i toplinni velichini. Izdatelstvo "V. Aprilov", Gabrovo, 2007.

[10] Standards of the Expansion Manufactures Association (EJMA), S. EJMA, INC, Seven ed., New York, 1998.

[11] GOST 21482:76

[12] Catalogue HYDRA

[13]http://baumankapashinin.com>Экзамен68_

DEVELOPMENT OF A DEVICE WITH INCREASED CONSUMPTION FOR FIRE EXTINGUISHING

Stas Serhiy [1], Buzun Oleksandr [2]
[1] *Cherkasy Institute of Fire Safety named after Chornobyl Heroes (ChIFS), Ukraine*
[2] *State Emergency Service of Ukraine*

Abstract
Here we have the results of device design, which is able to provide increased consumption of extinguishing fluid: water or foam. Was created an experimental sample of a firefighting hose, which allows to supply water to the fire. Consumption (flow rate) is up to 40 l/s, jet generation range – 50-60 m.

Keywords: water jet, firefighting, firefighting hose, spraying liquid.

INTRODUCTION

The effectiveness of fire extinguishing directly depends on the applied fire-fighting technical means and features of their use in certain emergency situation. A special place among fires is occupied by those that can lead to human losses and cause significant financial damage. Nuclear power plants are objects that are subject to special regulation and need to ensure fire safety at the highest possible level. As we can see all stages of electricity generation at nuclear power plants are high-energy, the requirements for fire-fighting equipment designed to prevent fires, and in case of its occurrence to minimize the spread of fire and ensure effective firefighting this is its reliability, efficiency of application, the ability to generate the required amount of extinguishing agents to the fire.

Since fire extinguishing of buildings where there are devices with high electrical voltage is associated with many difficulties and risks, special attention should be paid to the results of studies of various fire extinguishing agents under the same reproducible conditions. From this point of view, there are interesting results of Rappsilber T. et al. (2019), where researched efficacies of water, water with a foaming agent, nozzle-aspirated foam and compressed air foam [1]. Their use is possible when the fire extinguishing facility is disconnected from electricity. The results show that compressed air foam suppressed fire most effectively under the test conditions.

The range of generation of a "classic" water fire extinguishing jet depends on ensuring the stability of its surface in the zone of exit from the branch pipe. He Jie et al. (2019) proposed an experimental method for visualizing the stability of the jet surface to obtain patterns of the generated surface waves on the jet in the zone of jet departure from the branch pipe [2]. Based on the analysis of the surface, the relationship between the wave characteristic of the water jet and the Weber number was determined. It was found that the average wavelength of a water jet formed by a fire nozzle (monitor) decreases with an increase in the Weber number, in this case, the amplitude of the waves increases continuously with distance from the outlet of the pipe. In other words, the higher Weber number, the higher speed of surface waves on the water jet.

The accuracy of determining the spray zone of a fire extinguishing jet has a significant effect on the efficiency of fire extinguishing. M. Zhang. et al.(2020) used a quadratic resistance model based on the analysis of the mechanical model of the hydraulic control volume, taking into account the change in the cross-sectional area, caused by the destruction of a stream of water along its length [3]. The water jet was simulated by examining several key operating parameters, such as the

positioning angle of the branch pipe (jet throw angle) and the initial speed of jet.

A model based on the provisions of the theory of fracture taking into account air resistance, proposed by W. Shang et al.(2019, 2020) allows to predicting the trajectory of fire extinguishing water jets [4, 5]. It was assumed that the trajectory of the jet created by the branch pipe mainly depends on its own gravity and air resistance, both the amount of air resistance changes depending on the cross-sectional area of the jet. A comparative analysis of theoretical modeling data and experimental data was carried out, the error was about 10%, which can be considered a completely satisfactory result.

EXPOSITION

Compensators have a special place in the technological chain of electricity generation at nuclear power plants and its subsequent generation into the network.. In the case of a communication compensator fire, the entire power unit must be disconnected from the mains. In such cases the automatic fire extinguishing system should work, and on cooling of the technological equipment operative calculations with the corresponding fire-prevention equipment should be involved.. The most dangerous factors in cases of fire extinguishing the relevant objects include high voltage (up to 700 kV) and the presence of a large amount of transformer oil (up to 100 tons).

Firefighting of compensators of nuclear power plants, which take place from time to time, are especially resonant in the media against the background of the greatest man-made catastrophe of mankind - the Chernobyl accident. This way on the 15th of January in 2015 at 22 hours 04 minutes to the communication point 27 of the state fire and rescue unit for the protection of a separate unit "South-Ukrainian NPP" of the Main Department of the State Emergency Service of Ukraine in Mykolayiv region was received a message about the activation of the alarm on the compensator of the communication system 330/150 kV 1 AT. It was found that in the system of the compensator was a transformer oil of the GK type in the amount of 70 t. At the scene of the fire, the staff of the electrical shop was working to de-energize and ground the compensator (330/150 kV). In total, 16 units of equipment and 125 personnel were sent to the scene of the fire from the Main Department of the State Emergency Service of Ukraine in Mykolaiv region, a military unit № 3044 was involved to surround the perimeter of the facility, an ambulance and chemical and radiological laboratory. Although the fire was eventually contained and extinguished, extinguishing of fire was complicated by the absence of a sufficiently powerful device to form and supply a spray jet of water from a safe distance. Therefore, it wasn't possible either to organize combined extinguishing with water and powder, or to carry out extinguishing with sprayed water after depletion of special resource extinguishing agents. In fact, according to the results of the analysis of the emergency situation, it was established that it is necessary to involve more powerful means of generating water jets with the required characteristics to the centers of such fires.

There is a need to develop a device for forming and supplying to the fire center of sprayed water of appropriate dispersion for extinguishing fires of combustible liquids, both independently and in a combined way. The device must meet the safety conditions when you will extinguish high-voltage electrical installations, ensure the work of personnel and firefighting equipment in conditions of intense thermal radiation and in conditions of radiation danger.

The pipe with NRT-5 turbine nozzles was chosen as a prototype of a new branch pipe (during extinguishing of live electrical installations) (Fig. 1).

Fig. 1. *Type of NRT-5 nozzle on the branch pipe RS-70 (main characteristics of the nozzle: working pressure - 0.4-0, MPa, water flow - 5 l / s, water jet supply range - 20 m, nozzle outlet diameter 7.5 mm)*

The basis for the new branch pipe was a combined stationary gun pipe SPLK-C60 (Fig. 2), in which the system of switching the flow of liquid from the water pipe to the foam holes was dismantled, as well as the water pipe itself was dismantled. In the six holes for the foaming agent were replaced by spray inserts, on inserts (nozzles) for the formation of compact jets with a diameter of 19 mm (later replaced by 15 mm). Instead of a water pipe the cover with the turbine spray which were made separately from stainless steel was established. The spray itself rotates on a brass sleeve, which is lubricated with a fire extinguishing agent through special channels, also there is a possibility of maintenance (cleaning) of the channels. The author of the technical solution O. V. Buzun proposed to install a new branch pipe on the tower of the armored personnel carrier BTR-60 PB (Fig. 3).

Fig. 2. *Type of the combined stationary gun pipe of SPLK-C60 (working pressure - 0, 8 MPas, the maximum range of a continuous water stream - 70 m)*

Due to the implementation of the above technical solutions, the flow rate of the pipe was up to 40 l / s and the length of the obtained jet reached 55 m. The advantage of the design was the ability to operate this device from conventional fire trucks and pumps. It is important! When you use a foaming solution with a flow rate of 1.8 l / s formed a stable foam of low multiplicity.

Fig. 3. *View of the developed branch pipe installed on the armored personnel carrier BTR-60 PB (State Service of Emergencies of Ukraine in Nikolaev region, protection guard of the South-Ukrainian nuclear power plant)*

CONCLUSION

At this stage of research, we can only talk about preliminary results. It was possible to design and create a prototype of a new branch pipe, which improves the characteristics of water fire extinguishing jets. It became possible to supply a fire extinguishing jet with the characteristics required in this particular case on the existing firefighting equipment. At the present time, experiments are continuing, which should help to get an answer to the question: "is it possible to use the obtained types of jets to extinguish equipment under electric voltage?".

REFERENCE

[1] Rappsilber, Tim & Below, Philipp & Krüger, S. (2019). Wood Crib Fire Tests to Evaluate the Influence of Extinguishing Media and Jet Type on Extinguishing Performance at Close Range. Fire Safety Journal. https://doi.org/10.1016/j.firesaf.2019.04.014.

[2] He Jie et al. Investigation on Surface Wave Characteristic of Water Jet / Mathematical Problems in Engineering // Volume 2019, Article ID 4047956, 10 pages. https://doi.org/10.1155/2019/4047956.

[3] M. Zhang, X. Liu, X. Wang, Y. Wang, and W. Liang, "Fire Water Monitor Trajectories Based on Turbulence Breakup Model," Journal of Testing and Evaluation 48. Published ahead of print, 01 November 2020, https://doi.org/10.1520/JTE20180428.

[4] W. Shang, X. Liu, M. Zhang, Y. Qu, and Y. Wang "Firewater Monitor Trajectories Based on Jet Expansion and Dynamic Breakup Model." Journal of Testing and Evaluation. Web. 20 Apr 2020. https://doi.org/10.1520/JTE20190748.

[5] X. Liu, J. Wang, B. Li, and W. Li, "Experimental study on jet fow characteristics of fre water monitor,"The Journal of Engineering, vol. 2019, no. 13, pp. 150–154, 2019.

[6] Stas S. V. Rozrobka prystroiu z pidvyshchenoiu vytratoiu dlia formuvannia ta podachi v oseredok pozhezhi rozpylenoi vody / S. V. Stas, S. M. Bychenko, O. V. Buzun. // Mizhnarodna naukovo-tekhnichna konferentsiia "Hidroaeromekhanika v inzhenernii praktytsi", m. Kyiv. – 2020. – S. 297–300. http://pgm.kpi.ua/downloads/conf_file/Thesis_2020.pdf#page=56.

[7] Stas S. V., Yeroshevich M. M. and Melnyk M. V. "Applying different types of water jets as a component of firefighter safety work." Problemy ta perspektyvy rozvytku systemy bezpeky zhyttiediialnosti: Zb. nauk. prats KhV Mizhnar. nauk.-prakt. konf. molodykh vchenykh, kursantiv ta studentiv. – Lviv: LDU BZhD, pp. 114–115, 2020. https://ldubgd.edu.ua/sites/default/files/8_konferezii/konferenciya_2020_studentsko-kursantska-stisnuto.pdf#page=114.

НАПРАВЛЕНИЕ 8

ИКОНОМИКА И ФИНАНСИ, ОРГАНИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ, ОБРАЗОВАТЕЛНИ ТЕХНОЛОГИИ

SESSION 8

ECONOMICS AND FINANCE, ORGANIZATION AND MANAGEMENT, EDUCATIONAL TECHNOLOGIES

OCCUPATIONAL SAFETY MANAGEMENT AS PART OF THE ORGANIZATION SYSTEM MANAGEMENT

Mirjana Galjak[1], Vesna Nikolić[2], Rosa Šapić[3]
[1] *Technical College of Applied Sciences, Leposavić, Serbia*
[2] *Faculty of Occupational Safety, University of Niš, Serbia*
[3] *College for Social Work, Belgrade, Serbia*

Abstract

Occupational safety is achieved by implementing protection at workplace, which is an essence part of the organization of work and the execution of work process. Occupational safety management is a part of the organization's management system that is directly related to the development of occupational safety policy in every business system. In accordance with management theory as well as the categorization of basic functions and processes of business system management, it is also possible to identify five basic processes in the system of security and safety at workplace in the business system: the process of planning safety and protection; the process of organizing protection; the process of human resource management of protection; the process of occupational safety and the process of control of safety and protection at workplace. In this context, occupational safety experts have a special role, ie the development of managerial knowledge, skills and abilities in this area.

Keywords: occupational safety, management, occupational safety experts

INTRODUCTION

The modern concept of management in occupational safety is based on different theoretical views and knowledge of different scientific disciplines. When it comes to injuries and accidents at work, theoretical approaches to safety at workplace have changed and developed in order from individual, partial and finally to systemic. After the First World War, there are views of the authors [8] that some people are more prone to accidents than others, which means that any risk assessment should be focused on individuals. However, such recommendations have remained without broader results [23].

Later decades bring new conceptual ideas and theoretical approaches to occupational safety. In the contemporary literature, the views of those authors who recommend a systematic approach to risk analysis that includes both humans and their technical environment are particularly widespread [24].
In the 1970s, regulatory reforms in most industrialized countries [22] emphasized the role of management and organization in controlling workplace risks. The development of management in occupational safety is becoming increasingly evident in the regulatory mechanisms of many countries (Netherlands, Norway). At the same time, progress has been made in considering occupational safety management and environmental management within quality management [12].

In the European Union (EU), more than 5,500 people lose their lives every year due to accidents at workplace. Estimates of the International Labor Organization indicate that 159,000 people in the EU die from occupational diseases every year. Companies in the EU lose about 143 million working days every year due to accidents at workplace. All these injuries, deaths and occupational diseases cost the EU economy at least 490 billion euros a year [33]. Competent institutions, for example in the Republic of Serbia, that are obliged to keep records of occupational injuries, occupational and

occupational diseases are: the Directorate for Safety and Health at Work, the Labor Inspectorate, the Health Insurance Fund and the Pension and Disability Fund Insurance. The data of these institutions differ due to the non-existence of a single register for keeping records of workplace injuries and professional diseases. According to the data of the Directorate for Safety and Health at Work for a period of 4 years (2009-2012), 35,073 injuries at work, 23 occupational diseases and 12 diseases related to work were recorded in Serbia [14], while only in 2016, 9,064 reports on injuries at work and one report on occupational diseases were submitted to the Management Board by employers. Of this total number of submitted reports on injuries at workplace, observed according to the severity of the injury, there were: 8 fatal injuries, 763 serious injuries, 473 serious injuries that occurred either on arrival or departure from workplace and 7,820 minor injuries [34].

Occupational safety management is a complex problem. Each phase of occupational safety must be managed, any feedback that speaks to problems in any of the phases must help the system to learn lessons related to improving the performance of safety and health at workplace. In this context, occupational safety experts have a special responsibility.

We find plenty of sources in the literature on occupational safety professionals [2,6]. In addition to productivity and quality, the company and its managers must go through a process of control, guidance and problem solving in order to achieve a certain level of occupational safety and improve employee productivity. The industry has recognized the connection between safety, health and environmental management by recruiting a large number of advisors i.e. safety managers from different types of managements. From beginners and seniors managers at the end of their careers to those who have great potential and desire to become part of the top of OSH management [10]. The roles of occupational safety experts are to: know what the duties of a manager are, present information, spread knowledge and safety culture in the organization, analyze and define the problem and offer appropriate solutions to actually develop a proactive approach to occupational safety [7,9,25].

Neal and Griffin (2004) define commitment to occupational safety management as "the level at which management understands and prioritizes security and communication and thus effectively acts on these issues." The meta-analysis report on the commitment of occupational safety management is not only the most commonly measured, but it is one of the most important organizational factors of workplace safety and health performance [3,5].

OCCUPATIONAL SAFETY MANAGEMENT

Analyzing the working process, identifying, anticipating and predicting risks, as well as taking measures and activities to either avoid them as much as possible or to mitigate them, are crucial to reducing the number of injured and fallen workers. Safety and protection of workers in the workplace, reduced number of injuries and accidents, as well as improving business efficiency are only possible with an appropriate approach to occupational safety.

There is a huge need for occupational safety management based on the principles of modern management. This is supported by the basic definition of safety and health at workplace as "providing such working conditions which, as far as possible, reduce injuries at workplace, occupational and work-related diseases and which mostly create the precondition for full physical, mental and social welfare of employees" [32]. In the area of safety and protection at workplace in business systems, the main responsibility lies with the employer, i.e. the management of the business system. Occupational safety and health requirements should therefore be an integral part of the functions of modern business systems management, so that we can talk about the need for management in occupational safety.

Occupational safety management implies a planned, thoughtful management of activities, measures and procedures aimed at eliminating or minimizing all hazards and harms, i.e. reducing the level of risk to a minimum and overcoming the resulting crisis or emergency

situations. It is necessary to emphasize that the main goal of this management is to reduce the level of risk of occupational hazards, such as: risk of injuries, occupational diseases, technological accidents, fires, physical, chemical and biological agents in the working environment, etc. [11,18,19].

Sources of research and occupational safety and management in occupational health can be found in the scientific literature in the field of safety and health at workplace, then in many interdisciplinary areas as well as in the practice of safety and protection at workplace. Thus, for example, through the written articles of many well-known management theorists (Frederick W. Taylor, Henry L. Gant, Frank and Lilian Gibreth, Henry Fayol, Hugo Münsterberg, G.E. Mayo and others), great interest (care) for the worker is visible. They were opinions that the interests of workers, managers and owners can and should be harmonized. In particular, they emphasized the need for worker training as well as the need to understand and support the different characteristics and needs of workers. It was also pointed out the importance of management education as well as finding people whose mental quality best suits the job they can do. They investigated the influence of physical agents in the working environment (noise, lighting, etc.) which, according to the theory of scientific management, should lead to variations in production. It was concluded that relations within the working group are far more important in determining the behavior of workers than the physical working conditions and work practices imposed by management [27]. The advantages of implementing management in occupational safety, i.e. the advantages of the correct approach to occupational safety are:

- reduced costs;
- long-term reduced frequency of risk;
- lower turnover rate and absence of employees;
- fewer injuries and accidents at work;
- a more organized way of implementing measures and activities that are reflected in the distribution of responsibilities at all levels in the field of safety and health at workplace;
- better business continuity and increased productivity, ie. avoiding incidents, accidents, severe breakdowns and stopping the work process [35].

SYSTEMIC APPROACH TO MANAGEMENT IN OCCUPATIONAL SAFETY

The need for a systematic approach to management in occupational safety [20] is indicated by a large number of authors. The systemic approach implies that all phenomena are understood and observed as wholes (systems) that exist and operate in the near and (or) further environment. This approach was fully affirmed in the thirties of the XX century and today it represents the foundation of research methodology in fundamental and in applied sciences as well. The term system means any ordered set consisting of at least two elements, which by interaction realize some simple or complex function of the whole. The number of elements that make up the system is not limited but it must be a finite number [21].

Occupational safety should be managed as well as all other aspects of the organization. In order to successfully manage the entire business system, it is necessary to manage the occupational safety system. Therefore, an occupational safety system should be established as a subsystem of the business system [13].

A systematic approach to an occupational safety includes a systematic understanding of risk, ie. it is necessary to define the risk in relation to the quality of the system. Hence, the first subsystem of occupational safety system management should be occupational risk management system [26]. The basis of risk management is taking measures aimed at eliminating the causes and/or minimizing the effects of risky events, as well as measures to ensure minimal losses and eliminate the consequences if there is a realization of risky events [15]. In fact, the continuous existence of the system should be ensured by risk management [16].

The need for a systematic approach to occupational safety is conditioned by a defined

system of the working environment. The working environment as a system includes "elements of the technological system whose mutual connections and relations in the process of work can form such conditions in which influences and actions with the consequences of endangering health or material and natural goods can be manifested" [1]. The systematic approach in the study of the working environment aims to connect the complexity of the present relations and influences in the field of human labor and creativity as a whole with the possibility of applying a unique methodology for working environment analysis, management and coordination of activities in the area.

The system of occupational safety is also determined by the legal regulations on occupational safety. By analyzing the legal regulations on occupational safety, it is possible to determine the levels of the occupational safety system. The highest international level of the occupational safety system is defined by international conventions and directives of international organizations such as the ILO, the EU and others. At the national level of individual countries, the following levels or subsystems of the occupational safety system can be determined: state (subsystem of legislative, judicial and executive authorities), business (subsystem of business system management-employer, subsystem workers, subsystem of workers' organizations in the business system) and public (subsystem of health care, public information, education, etc.) subsystem of the system of occupational safety [28].

OCCUPATIONAL SAFETY MANAGEMENT MODEL

If we look at the model of occupational safety system management (Figure 1), it is concluded that it consists of three subsystems of management functions, namely: the subsystem of risk management at workplace; occupational safety management subsystem and occupational injury management subsystem (occupational and work-related diseases) [30].

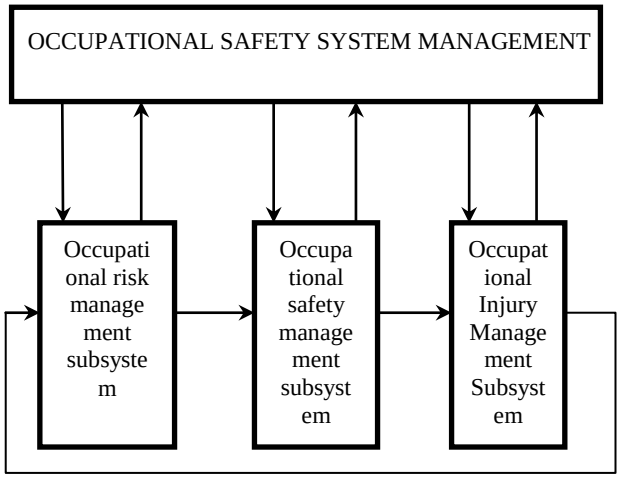


Figure 1. *Occupational safety system management model*

As can be seen in Figure 1, all three control subsystems are interconnected by direct connections of the determined flow. When the first level, that is, the system of occupational safety, is observed, individual mutual connections with all subsystems are noticed. However, in order to achieve a permanent improvement of the system of prevention of working injuries and professional diseases (the goal of the system of occupational safety), the feedback between the subsystem of injury working management and the subsystem of risk working management is crucial. This feedback closes the system in a continuous cycle and obtains the necessary information for the revision of the occupational risk assessment, after which new occupational safety measures are determined [Ibid.]. From the presented model of occupational safety system management, a mathematical model of occupational safety system management can be presented with the following expression [29]:

$$C = \{P, Z, O\}. \quad (1)$$

Where C, P, Z and O denotes management system of occupational safety (C), occupational risk management subsystem (P), occupational safety management subsystem (Z) and occupational injury management subsystem, respectively (O).

Thus, the goal of management in occupational safety is to reduce the level of risk from hazards that arise in the working environment. Without quality management in occupational safety, there is no safe working environment. The basic functions of modern business systems management are: planning, organizing, human resource management, leadership and control. On the other hand, the basic functions of management are performed at the highest, middle and lower levels (that is at all levels of management). The specifics of performing functions at individual levels of management depend on: goals, content, time dimension, context, environment, orientation, type of decisions, conditions, methods of decision-making, etc. Through all basic management functions, common management roles are realized: informational, interpersonal and decision-making roles. The essence of management is coordination [4].

In accordance with the theory of management as well as the categorization of basic functions and processes of business systems management, it is possible to determine five basic processes in the system of safety and protection at workplace [31]: the process of planning safety and protection; the process of organizing safety; the process of managing human resources for safety; the process of conducting safety and the process of controlling safety and protection.

CONCLUSION

Occupational safety is achieved by implementing safety at workplace, which is a structural part of the organization of work and performance of the work process. Occupational safety is achieved by performing occupational safety activities and the application of prescribed occupational safety measures whose purpose is to prevent injuries at workplace, occupational diseases and other work-related diseases.

In fact, protection management is necessary to be based on the principles of modern management. Therefore, management in occupational safety is a permanent process of a series of structured and related activities that allows the normal flow of processes in the working environment. It is a management that tends to eliminate negative tendencies and influences in relation to the working environment and the health of employees. It is necessary to emphasize that the main goal of this management is to reduce the level of risk of occupational hazards, such as: risk of injuries, occupational diseases, technological accidents, fires, physical, chemical and biological agents in the working environment.

As leaders in the organization, occupational safety experts make a crucial contribution to organizational safety. Numerous researches of safety culture and climate in the organization confirm this statement, and in that sense it is necessary to develop managerial knowledge, abilities and skills of occupational safety experts.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research was funded by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia.

REFERENCE

[1] Anđelković. B. Osnovi sistema zaštite, Fakultet zaštite na radu, Univerzitet u Nišu, Niš, 2010.

[2] Booth, R.; Hale, A.; Dawson, S. Identifying and registering safety practitioners. Safety Science 1991; 14, 231–240.

[3] Beus, J.M.; Payne, S.C.; Bergman, M.E.; Arthur Jr., W. Safety climate and injuries: an examination of theoretical and empirical relationships. Journal of Applied Psychology 2010; 95, 713–727.

[4] Buble, M. Osnove menadžmenta, Sinergija, Zagreb, 2006.

[5] Christian, M.S.; Bradley, J.C.; Wallace, J.C.; Burke, M.J. Workplace safety: a meta-analysis of the roles of person and situation factors. Journal of Applied Psychology 2009; 94, 1103–1127.

[6] Dawson, S.; Willman, P.; Bamford, M.; Clinton, A. Safety at Work: Limits of Self-regulation. Cambridge Studies in Management. Cambridge University Press, Cambridge, 1988.

[7] Flin, R.; Mearns, K.J.; O'Connor, R.; Bryden, R. Measuring safety climate:

identifying the common features. Safety Science 2000; 34, 177–192.

[8] Greenwood, M.; Woods, H. The incidence of industrial accidents upon individuals with special reference to multiple accidents (Report No. 4). Industrial Fatigue Reasearch Board, 1919.

[9] Guldenmund, F.W. The nature of safety culture: a review of theory and research. Safety Science 2000; 34, 215–257.

[10] Hale, A. Occupational health and safety professionals and management: identity, marriage, servitude or supervision. Safety Science 1995; 20, 233–245.

[11] Hunjak, D.;Palačić, D.; Petričević, N. Istraživanje stajališta o planiranju upravljanja sigurnošću, Zbornik radova 5. Zdravstveno-stručne konferencije s međunarodnim sudjelovanjem „Menadžment i sigurnost“, Čakovec, 2005.

[12] International Organisation for Standardization (ISO), 1987. Quality Systems and Quality Management ISO 9000–9004.

[13] Markić, M.; Nikolić, V. Modern Approach To Occupational Safety Management, Proceedings: International Conference of Dependability and Quality Management, Research Center of DQM, Beograd, 2010,p. 187-196.

[14] Nikolić, V.; Anđelković, B. Sistem bezbednosti i zaštite & razvoj ljudskih resursa i upravljanje znanjem, Fakultet zaštite na radu, Univerzitet u Nišu, Niš, 2018.

[15] Nikolić, V.; Živković, N. Bezbednost radne i životne sredine, vanredne situacije i obrazovanje, Fakultet zaštite na radu, Univerzitet u Nišu, Niš, 2010.

[16] Nikolić, V.; Savić, S. Obrazovanje za bezbedan rad i upravljanje profesionalnim rizikom, Zbornik radova, 11. savetovanje: Rizik požara, eksplozije, havarije i provale u osiguranju i organizacija sistema zaštita, Dunav Preving, Beograd, 2003, p. 95-101.

[17] Neal, A.; Griffin, M. Safety climate and safety at work. In: Barling, J., Frone, M.R. (Eds.), The Psychology of Workplace Safety. American Psychological Association, United States, 2004, p. 15–34.

[18] Palačić, D. Istraživanje upravljanja sustavom zaštite na radu, Sigurnost 2006; 48 (4), 341-356.

[19] Palačić, D. Sustav upravljanja sigurnošću, IPROZ, Zagreb, 2011.

[20] Petersen, D. Techniques of Safety Management: A system approach, Des Plaines: American society of safety engineers, 2003, p. 21.

[21] Panian, Ž.; Ćurko, K. Poslovni informacijski sustavi, Element, Zagreb, 2010.

[22] Robens, A. Safety and Health at Work: Report of the Committee 1970–1972. HMSO, London, 1972.

[23] Saari, J. Risk assessment and risk evaluation and the training of OHS professionals. Safety Science 1985; 20, 183–189.

[24] Saari, J. Accidents and disturbances in the flow of information. Journal of Occupational Accidents 1984; 6, 91–105.

[25] Shannon, H.; Mayr, J.; Haines, T. Overview of the relationship between organisational and work-place factors and injury rates. Safety Science 1997; 26, 201– 217.

[26] Savić, S.; Stanković, M. Teorija sistema i rizika, Akademska misao, Beograd, 2012, p. 208.

[27] Taradi, J. Preliminarno istraživanje menadžmenta sigurnosti na radu, Zbornik stručno-znanstvenih radova: „Čovjek i radna okolina“, IPROZ, Zagreb, 2004, str. 5-21.

[28] Taradi, J. Upravljanje znanjem u cilju poboljšanja performansi zaštite na radu, doktorska disertacija, Fakultet zaštite na radu, Univerzitet u Nišu, Niš, 2015.

[29] Taradi, J.;Krakar, Z.; Nikolić, V. Model of occupational injury information system and knowledge management, Safety Engineering 2012, 2(1): p. 21.

[30] Taradi, J.; Živković, S.; Nikolić, V. Teorijske osnove modela upravljanja sistemom bezbednosti na radu, Zbornik radova: Međunarodno naučno savetovanje „Rizik i bezbednosni inženjering“, Visoka tehnička škola strukovnih studija u Novom Sadu, Novi Sad, 2012, str. 449.

[31] Taradi, J.; Grošanić, N. Model procesa organiziranja zaštite na radu u poslovnom sustavu, Zbornik radova VI Znanstveno-stručna konferencija s međunarodnim suđelovanjem: „Menadžment i sigurnost“, Hrvatsko društvo inženjera sigurnosti, Zagreb, 2011, str. 339.

[32] Zakon o bezbednosti i zdravlju na radu („Sl. glasnik RS“, br. 101/05, 91/15, 113/2017).

[33] https://books.google.com/.../Menadžment _u_zaštiti_na_radu_, accessed 15.10.2017.
[34] https://www.minrzs.gov.rs/files/izvestaj_ o_radu_uprave_za_2016.pdf, accessed 02.11.2018.
[35] https://books.google.com/.../Menadžment _u_zaštiti_. na_radu, accessed 11.09.2018.

РАЗРАБОТВАНЕ НА УЧЕБНА ПРОГРАМА ПО „КОМПЮТЪРНИ МРЕЖИ” В КОНТЕКСТА НА РАЗВИТИЕ НА БОЛОНСКИЯ ПРОЦЕС

Красимир Илиев Колев[1]
[1]*Университет по хранителни технологии – Пловдив*

DEVELOPMENT OF A CURRICULUM ON "COMPUTER NETWORKS" IN THE CONTEXT OF THE DEVELOPMENT OF THE BOLOGNA PROCESS

Krassimir Iliev Kolev[1]
[1] *University of Food Technologies – Plovdiv*

Abstract

The publication presents the peculiarities of compiling a curriculum in "Computer Networks" according to the latest requirements for lifelong learning and the European Credit Accumulation and Transfer System (ECTS). An exemplary variant of distribution of the methodological units by groups of categories is given. An approach to assessing knowledge and skills through the accumulation of competencies is proposed. An improved approach to test examining in an electronic environment is proposed. The presented model for a curriculum in the context of the development of the Bologna process can be used in all forms and academic courses for training in the discipline "Computer Networks".

Keywords: Computer Networks, Bologna Process, Higher education, Lifelong Learning, ECTS.

ВЪВЕДЕНИЕ

Болонският процес 2020 засяга качеството на образованието посредством развитието на гъвкави модели за обучение, създаване на възможности за признаване на предишно обучение, създаване на национални квалификационни рамки и програми. Ученето през целия живот е основен елемент на Европейското пространство за висше образование [1]. В бъдеща Европа, изградена върху основа на общество на знанието и икономиката, стратегиите за учене през целия живот са необходими, за да посрещат предизвикателствата на конкуренто-способността и използването на технологии за подобряване на социалното сближаване, равните възможности и качеството на живот [2].

Целта на разработката е представяне на особеностите при разработване на учебна програма по „Компютърни мрежи”, отчитайки изискванията за предоставяне на възможност за продължаващо обучение и прилагайки Европейската система за трансфер и натрупване на кредити (ECTS). Представен е възможен подход за балово оценяване на знанията и уменията на студентите чрез акумулиране на професионални компетенции. Представеният подход може да се използва при всички форми на обучение.

ОСОБЕНОСТИ НА УЧЕБНАТА ПРОГРАМА В КОНТЕКСТА НА БОЛОНСКИЯ ПРОЦЕС

Всяка учебна програма започва нормативно с шифър и наименование на академичния курс и учебното натоварване. При кредитната технология по-голяма част от времето студентите отделят за самостоятелни занимания, поради което нараства ролята на мотивационните стратегии и интерактивните методи за обучение. В този случай преподавателят не просто преподава, а води студента по пътя на познанието чрез поставяне на задачи за самостоятелна работа. Най-разпространеният формат на дисци-

плината „Компютърни мрежи” се явява 30 часа лекции + 30 часа практически занятия + 30 часа самостоятелна работа + индивидуална работа с преподавателя /консултации/ + проучване в Интернет + подготовка за изпит + курсова работа. Така зададеният формат обезпечава 6.0 кредита по ECTS.

Едно от изискванията на ECTS да се опише ясно характеристиката на учебната програма, като се дефинира целта, предназначението, компетенции, между предметни връзки и начина на организация на занятията [3].

Дисциплината “Компютърни мрежи” има за цел усвояване на знания, придобиване на умения и развитие на компетентности в областта на съвременните компютърни мрежи. Дисциплината има засилен практико-приложен аспект и представя проблемите, свързани с проектиране, изграждане, конфигуриране и администриране на съвременните компютърни мрежи. Студентите получават задълбочени познания в сферата на компютърните мрежи, които включват критично разбиране на теории и принципи. Натрупаните компетенции позволяват управление на сложни технически и професионални дейности с поемане на отговорност за вземане на решения в работен учебен контекст. Дисциплината “Компютърни мрежи” запознава студентите с основните понятия, мрежови стандарти, мрежови технологии и тенденции за развитие в областта на компютърните мрежи. Дисциплината представя проблеми, свързани с проектиране, изграждане и използване на компютърните мрежи и принципите на функционирането им. Учебното съдържание е структурирано в съответствие с нивата на 7-слойния еталонен модел на ISO за взаимодействие на отворени системи (ISO OSI RM), съпоставен в паралел с TCP/IP протоколния стек на Интернет. В практическите упражнения се анализират и изследват възможностите, работата, приложението, реализацията, типовото инсталиране и конфигуриране на мрежови устройства и системи, избора на мрежови решения и компоненти.

Дисциплината има входни връзки с “Операционни системи” и изходни връзки с “ Програмируеми логически контролери” и др.

Лекциите се онагледяват със слайдове /PowerPoint-презентации/ и симулационни програми. Упражненията се провеждат в компютърна лаборатория, оборудвана с мрежово оборудване, програмно осигуряване и симулатори за компютърни мрежи.

За реализация на целите съгласно Европейската класификационна рамка [4,5] за бакалаври при изготвяне на учебната програма студентът е поставен в активна среда на получаване на знания, разбиране, анализ и прилагане на умения. Йерархията на учебната програма е построена на база на таксономия на Марцано [6] (табл.1).

Табл.1 *Йерархия на учебната програма*

Ниво	Процеси
1.Получаване на знания	Извличане на факти, последователности или процеси
2.Разбиране на знания	• Структуриране на информацията по категории • Синтез • Репрезентация на информация - организира се по категории
3.Анализ на знания	• Търсене на съответствие • Класификация • Анализ на грешки • Обобщение • Спецификация
4.Използване на знания	• Приемане на решения • Решаване на проблемна задачи • Експериментална работа – провеждане на експерименти • Изследване –изисква използване на логическа аргументация за анализ на резултатите.

Успехът от преподаването на зависи от правилното построяване на съдържанието на учебната дисциплина. При създаване на методичните единици е използван подходът от простото към сложното в съчетание от конкретното към абстрактното. Компонентите на дисциплината са на база на активния подход, като практическите упражнения следват лекционния курс и студентите се подготвят предварително за всяко упражнение посредством самостоятелна работа. Учебната програма, текущите задачи за самостоятелна работа и лекционният курс са предварително качени в платформата за електронно обучение „Система

за дистанционно обучение на УХТ“, което позволява управление на овладяването и придобиването на компетентности, знания и умения чрез използване на съвременни активни методи от преподавателите и формиране на личностни качества у студента, осигуряващи самоорганизация, саморегулация, мотивация за учене. Студентът е запознат с модулите на учебната дисциплина, която изучава, с неговото конкретно участие, задължения, изисквания и начин на оценяване на неговото участие при овладяването на всеки модул на дисциплината в съответните форми на учебния процес.

Компонентите на дисциплината започват от началните слоеве, започвайки от категоризирането на компютърните мрежи и модели и продължавайки към глобални мрежи и безжични мрежи [7,8,9,10,11]. В табл. 2 е показано едно възможно разпределение на методични единици по „Компютърни мрежи”. Практическите упражнения са върху същата тематика, като студентите решават конкретни практически задачи на база лекционния курс. За реализация на практическите упражнения се използват предварително разработени развойни системи и визуални симулатори. Визуалните симулатори са качени в платформата за електронно обучение „Система за дистанционно обучение на УХТ“, което позволява студентите в домашни условия да тестват своите програми.

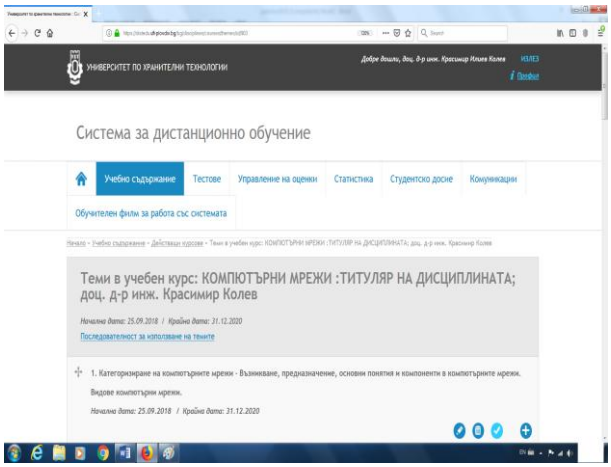
Между ECTS, използвана във европейските университети и рейтинговата система за оценяване на знанията и уменията на студентите, съществува вътрешна технологична връзка, която позволява те да се използват паралелно, защото са построени на една и съща основа, но с различни функции. Кредитната система може да се определи като система за количествена оценка на съдържанието на дадена квалификационно-образователна степен, а балово-рейтинговата - като система за оценяване на качеството на усвояване на това съдържание.

Табл.2 *Разпределение на методичните единици*

Тема №	**Наименование на темата**	**Хорариум часа**
1.	*Категоризиране на компютърните мрежи* - Възникване, предназначение, основни понятия и компоненти в компютърните мрежи. Видове компютърни мрежи.	2
2.	*Еталонни мрежови модели* - OSI, DoD. Капсулация на данните. Интернет модел. Мрежови стандарти и спецификации. Мрежови протоколни стекове.	2
3.	*Физическо ниво* - Среди за предаване на информация и съединителни елементи. Сигнализация в компютърните мрежи. Режими на предаване на данни.	2
4.	*Канално ниво* - Функции и задачи. Логическа топология на мрежата. Формиране на кадри. Кодопрозрачност. Управление на грешки. Адресиране. Управление на достъпа до средата. Мрежи тип Ethernet. Разделяне на каналното ниво на поднива.	2
5.	*Мрежово ниво* - Адресиране и функции на протокола IPv4. Структура на IPv4 адрес. Получаване на IP адреси. Запазени адреси. Мрежова маска. Шлюз по подразбиране. Разделяне на мрежа на подмрежи. Специални адреси. Частни IP адреси и транслация на мрежови адреси (NAT). Безкласово адресиране. Заглавна част на IPv4 протокол. Тип на услугата. Фрагментация на пакети.	2
6.	*Интернет протокол версия 6 (IPv6)* - Структура на IPv6 адрес. Специални IPv6 адреси. Методи за назначаване на IPv6 адреси. Механизми за съвместимост. Сравнение на заглавните части. Заглавия за разширения. Мобилност при IPv6.	2
7.	*Маршрутизация* - основни принципи, маршрутизираща таблица, статична маршрутизация, маршрутизация по подразбиране, динамична маршрутизация, дистанционни векторни протоколи, протоколи отчитащи състоянието на връзките. Маршрутизиращи протоколи - RIP, OSPF, BGP, IGRP, EIGRP. Формат и особености.	2

8.	*Спомагателни протоколи на мрежово ниво* - Протокол за съвпадения на адреси (Address Resolution Protocol, ARP). Вариация на протокола – ProxyARP. Протокол за управляващи съобщения в Интернет (Internet Control Message Protocol, ICMP). Протокол ICMPv6.	2
9.	*Транспортно ниво* - Протокол за управление на предаването (Transmission Control Protocol, TCP). Протокол за потребителски дейтаграми UDP (User Datagram Protocol). Портове и сокети.	2
10.	*Сеансово ниво* (Session Layer) - Установяване на диалога, Управление на диалога, Синхронизация, Управление на активността, Обработка на изключения, Протоколи на сеансово ниво; *Представително ниво* (Presentation Layer) - Форматиране (представяне) на данни. Компресиране на данни. Криптиране на данни.	2
11.	*Приложно ниво* - Система за области от имена (Domain Name System, DNS). Електронна поща (e-mail). Протокол за предаване на хипертекст (HTTP). Протоколи за предаване на файлове (FTP, TFTP). Автоматично назначаване на параметри (DHCP). Отдалечен достъп (Remote access).	2
12.	*Мрежова сигурност* - Определяне на нуждите за сигурност. Определяне на заплахите за сигурността. Реализиране на мерки за сигурност. Политики за мрежова сигурност.	2
13.	*Виртуални мрежи (VPN)* - структура, особености, изграждане, протоколи, сигурност, типове. IPsec. RADUIS.	2
14.	*Глобални компютърни мрежи* (WAN)-характеристики, особености, формат на кадрите Стандарти. Мрежи за кабелна телевизия (CATV). Приложения, услуги, организация и оператори на глобалните компютърни и телекомуникационни мрежи.	2
15.	*Безжични мрежи* - Wi-Fi, Bluetooth,WiMAX, ZigBee, LoraWan, RFID и IrDA. Стандарти. Протоколи. Спецификация. Мрежова сигурност в безжични комуникации.	2
	ОБЩО:	**30**

На фиг. 1 е представено въвеждането на предложените тематични единици в „Система за дистанционно обучение на УХТ“ /СДУ/.



***Фиг. 1** Лекционни тематични единици с СДУ*

В началото на всяко упражнение всеки студент представя самостоятелно разработено описателно есе (доклад) на лекционния материал свързан с темата на упражнението в обем на две страници с кратко литературно проучване. Текущите есета са за проверка готовността за изпълнение на упражненията и активизиране на равномерното усвояване на материала от студентите през целия семестър. Есетата се считат за приети след проверка за самостоятелност и заверка от ръководителя на упражненията. Всички студенти след завършване на всяко упражнение изготвят самостоятелни отчети за извършените дейности, самостоятелно решени задачи, трудности и изводи. Отчетите се считат за приети след защита за пълнота и самостоятелност на извършените задачи и заверка от ръководителя на упражненията.

Упражненията започват от петата седмица на семестъра с цел добра синхронизация с лекционните теми.

В табл. 3 е показана едно възможно разпределение на методични единици по практически упражнения.

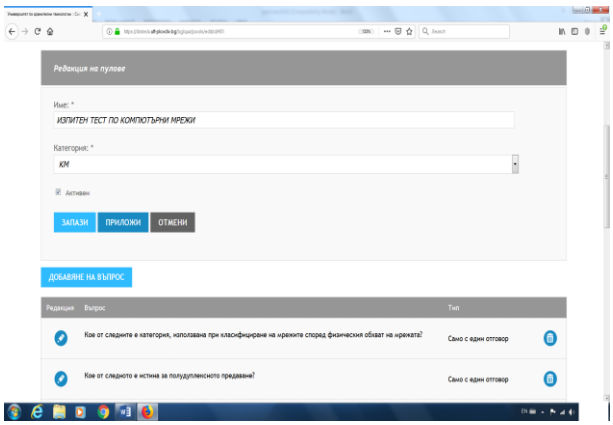
***Табл.3** Разпределение на методичните единици*

Тема №	Наименование на темата	Хорариум, часа
1.	Запознаване с правилата по техника на безопасността. Запознаване с практическите упражнения и с начина на провеждането им. Запознаване и работа с програмни модели на OSI и DoD и модели за мрежови комунизации. Видове мрежови среди-начин на избор, изработване на свързващи сегменти. Свързване на мрежови устройства. Кабели. Инструментариум, тестване и сертифициране на кабелирането.	3
2.	Канално ниво. Протокол ARP. Анализ на мрежов трафик.	3
3.	IP адресация. Изчисляване на мрежови адресни пространства, подмрежи и подмрежови маски. Разделяне на IPv4 мрежа на подмрежи.	3
4.	Използване на помощни програми и команди за отстраняване на мрежови проблеми и наблюдаване състоянието на компютърни мрежи. Изработване на план за справяне в дадени критични състояния. Решаване на казуси с анализ на мрежови проблеми.	3
5.	Изграждане, конфигуриране и изследване на мрежи с различни видове маршрутизатори. Конфигуриране и изследване на безжична мрежа.	3
6.	Маршрутизация в компютърни мрежи.	3
7.	Използване на частни адреси и превод на мрежови адреси (NAT). Протокол IPv6	3
8.	Системи за области от имена (DNS). Автоматично назначаване на параметри (DHCP)	3
9.	Отдалечен достъп до системи - Telnet, SSH, VNC	3
10.	Изследване на мрежови приложения и протоколи на приложно ниво SMTP, POP3. Конфигуриране и изследване на FTP сървър. Ползване на FTP клиент	3
	ОБЩО:	**30**

Курсова задача с конкретно задание се задава на първото занятие от практическите упражнения. При сложна комплексна задача е възможно групово изпълнение с ясно дефинирани задачи за всеки студент.

Темата на курсовата задача е за проектиране на корпоративна компютърна мрежа по конкретно задание за всеки студент с избор на мрежови компоненти, изчисляване на мрежови адресни пространства, подмрежи и конфигуриране на мрежата във виртуална среда.

Крайният резултат от оценяването се определя от сумата от балове, които студентът е получил през семестъра (**A**) и изпитната оценка (**B**) в определена пропорция - 35% (**A**) и 65% (**B**). Оценяването на знанията и уменията на студентите има "натрупваща" функция, сумират се баловете оценки, получени в продължение на семестъра от всички дейности, поставени в рамките на изучаваната дисциплина от учебния план. Така оценяването на знанията и уменията на студентите става не само компонент на кредитната система ECTS, но и осигурява качество на учебния процес. Крайният изпит по „Компютърни мрежи" е писмен с продължителност два часа. Всеки студент решава самостоятелно краен оценъчен тест от 16 въпроса. Четиринадесет от въпросите са затворени с множествен избор на отговора, а два са открити въпроси тип „приложни задачи". Всеки правилно отговорен затворен въпрос носи 1 точка, а всеки правилно отговорен открит въпрос носи 3 точки. Въпросите са на база на известни тестови системи на Networks+ и Cisco. На фиг. 2 е представено въвеждането на тестови единици в „Система за дистанционно обучение на УХТ" /СДУ/.



***Фиг. 2** Тестови единици с СДУ*

Процентът усвоени знания и умения е:

$$O\% = \underbrace{\frac{\text{брой предадени есета} + \text{брой предадени отчети}}{\text{Общ брой проведени упражнения}.2}}_{A}.35 + \underbrace{\frac{\text{брой точки на изпитният тест}}{20\text{точки}}}_{B}.65$$

Крайната оценка е в цели единици, съобразно усвоения процент знания и умения съгласно представената табл. 4:

Табл. 4 *Формиране на крайната оценка на база процент усвоени знания*

Процент усвоени знания и умения $O\%$	Крайна оценка	Оценка съгласно ECTS
100%÷90%	Отличен 6	A
89%÷80%	Мн. добър 5	B
79%÷64%	Добър 4	C
63%÷51%	Среден 3	D
50%÷0%	Слаб 2	F

С оглед на Европейската квалификационна рамка и Националната квалификационна рамка, студентите могат да представят авторски актуални разработки в обем на двадесет страници или две публикации в областта на компютърните мрежи за оценяване и признаване на баловия компонент А. Този подход на изпитване, позволява верификация и признаване на натрупани знания и умения извън формите на висше образование, каквито са изискванията на Болонския процес.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложената учебна програма е съобразена с европейските изисквания за развиващо обучение и позволява адаптиране за различни форми на преподаване и в други учебни заведения. Форматът на изпитване е съгласуван с международни тестови системи по компютърни мрежи. Практическото имплементиране в електронна среда „Система за дистанционно обучение на УХТ“ на създадената програма по „Компютърни мрежи” в Университета по хранителни технологии – гр. Пловдив, позволява да се повиши мотивацията на студентите за усвояване на знания, умения и повишаване професионалните компетентности на завършващите студенти.

REFERENCE

[1] The Bologna Process 2020 – The European Higher Education Area in the new decade. Communiqué of the Conference of European Ministers Responsible for Higher Education, Leuven and Louvain-la-Neuve, 28-29 April 2009.

[2] The European Higher Education Area in 2012: Bologna Process Implementation Report, Brussels: Eurydice, 2012.

[3] ECTS Users' Guide, Brussels:European Communities, 2009.

[4] Directorate-General for Education, Youth, Sport and Culture, The European Qualifications Framework for lifelong learning (EQF), Publications Office of the EU, ISBN 978-92-79-08474-4, 2010.

[5] Directorate-General for Education, Youth, Sport and Culture, Comparative analysis of the Australian Qualifications Framework and the European Qualifications Framework for Lifelong Learning, Publications Office of the EU, ISBN 978-92-79-63855-8, 2016.

[6] Marzano, R., J., Designing a new taxonomy of educational objectives, Thousand Oaks, CA: Corwin Press, 2000.

[7] Beasley J., P. Nilkaew, Networking Essentials, Pearson Education, 2012.

[8] Beasley J., P. Nilkaew, A Practical Guide to Advanced Networking, Pearson Education, 2012.

[9] Kurose J., K. Ross, Computer Networking: A Top-down Approach, Pearson, 2020.

[10] McMillan T., Cisco Networking Essentials, Sybex, 2015.

[11] Olifer N., V. Olifer, Computer Networks: Principles, Technologies and Protocols for Network Design, Wiley, 2006.

НАПРАВЛЕНИЕ 9

МАТЕМАТИКА И ИНФОРМАТИКА

SESSION 9

MATHEMATICS AND INFORMATICS

REFINEMENT STABILITY OF CUBIC PYRAMIDAL MESHES

Miroslav S. Petrov[1], Todor D. Todorov [2]

[1] *Department of Technical Mechanics, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria, e-mail: mpetrov@tugab.bg*

[2] *Department of Mathematics, Informatics and Natural Sciences, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria, e-mail: t.todorov@yahoo.com*

Abstract

Various elliptic boundary value problems have been used for mathematical models of many engineering problems. Some applied problems require the domain of interest to be divided into two or more separate subdomains, which are triangulated independently. On the other hand, mixed finite element meshes have been used to solve partial differential equations in curved domains. In this case, hexahedral finite elements have been used in the interior of the domain and curved tetrahedral elements have been located in the boundary layer. Additionally, mixed meshes with transitional elements are necessary for the h-p version of the finite element method. Therefore, hybrid meshes have been objects of great interest in the last decades. There are two major requirements that we have to satisfy creating hybrid finite element meshes. The first one is the whole triangulation of the domain of interest to be conforming. On the other hand, we need a stable refinement strategy with as small as a possible number of congruence classes, the lowest measure of degeneracy, and a simple refinement tree. Usually, the pyramidal elements have been used for transitional elements in the interface subdomains. But the homogenous triangulations based on pyramidal elements can be successfully applied for solving elliptic partial differential equations. This paper is devoted to refinement strategies for pyramidal meshes. Several pyramidal elements are tested and a case of instability is demonstrated.

Keywords: hybrid finite element meshes, cubic pyramidal elements, stable refinement strategy, refinement tree, measure of degeneracy.

INTRODUCTION

The three-dimensional hybrid meshes have been widely used by a lot of researchers in the last decades [1,2,3]. Several papers deal with mixed three-dimensional meshes [4,5,6]. But just a few papers are devoted to the properties of cubic pyramidal elements [7]. Unlike the three-dimensional case in the four-dimensional one, the cubic pyramids cannot be coupled conformingly with simplicial elements since the lateral facets of any cubic pyramid are square pyramids. The latter means that the coupling between tesseract meshes and simplicial partitions needs the development of new elements, which have not been in use up to now. Despite this, the cubic pyramidal elements are necessary when tesseract dominant meshes have to be constructed. In this case, the pyramidal elements are located in the boundary layer. The optimal hybrid meshes regarding the wide spectrum of engineering applications are provided with:

- conforming coupling of the adjacent elements;
- stability of the sequence of successive hierarchical triangulations;
- as small as possible degeneracy measure for the sequence of successive hierarchical triangulations;
- as small as possible congruence classes.

Definition 1 Each n-dimensional hypercube can be divided into $2n$ $(n-1)$-hypercubic pyramids. We call these pyramids canonical.

Definition 2 *A pyramid with an identical length of all edges is said to be super regular.*

We define the class $[\hat{R}]$ of the four-dimensional super regular pyramids by

$$\hat{R}[r_1(0,0,0,0), r_2(2,0,0,0), r_3(0,2,0,0), r_4(0,0,2,0), r_5(2,2,0,0), r_6(0,2,2,0),$$

$r_7(2,0,2,0), r_8(2,2,2,0), r_9(1,1,1,1)]$.

Definition 3 *Let* $\underline{v_i}$ $i = 1,2,3,4$ *be four linearly independent vectors. The sum*

$$K = \sum_{i=1}^{4} \alpha_i \underline{v_i}\,, \quad 0 \le \alpha_i \le 1,$$

is called a four-dimensional parallelotope. The parallelotope is straight if the vectors $\underline{v_i}$ *are mutually perpendicular.*

Further, we present the parallelotope K by

$$K =< \underline{v_i} \mid i = 1,2,3,4 >.$$

Naturally, the following questions arise:

- How to refine the pyramidal elements?
- Are the proposed refinement strategies stable?

This paper deals with answers to these questions. We present a refinement strategy concerning the cubic pyramidal meshes and discuss important cases of stability of the partition method. The proposed method is optimal for all canonical domains [8] since the cubic canonical pyramid is super regular. This phenomenon is only valid in the four-dimensional case [9]. We illustrate by an example that in the general case the proposed partition method is unstable. The results are illustrated by refinement trees and measures of degeneracies.

STABILITY OF PYRAMIDAL MESH SUCCESSIVE REFINEMENTS

In this section, we consider various pyramidal meshes designed to triangulate certain polytopes. Let

$$P[p_i, i = 1,2,\dots,9]$$

be a cubic pyramid and $p_i, i = 10,11,\dots,36$ be the nodes in the middle of the edges as follows:

$$p_{10} = \frac{p_1+p_2}{2},\ p_{11} = \frac{p_1+p_3}{2},\ p_{12} = \frac{p_1+p_4}{2},$$
$$p_{13} = \frac{p_1+p_5}{2},\ p_{14} = \frac{p_1+p_7}{2},\ p_{15} = \frac{p_1+p_8}{2},$$
$$p_{16} = \frac{p_1+p_9}{2},\ p_{17} = \frac{p_2+p_5}{2},\ p_{18} = \frac{p_2+p_7}{2},$$
$$p_{19} = \frac{p_2+p_8}{2},\ p_{20} = \frac{p_2+p_9}{2},\ p_{21} = \frac{p_3+p_4}{2},$$
$$p_{22} = \frac{p_3+p_5}{2},\ p_{23} = \frac{p_3+p_6}{2},\ p_{24} = \frac{p_3+p_8}{2},$$
$$p_{25} = \frac{p_3+p_9}{2},\ p_{26} = \frac{p_4+p_6}{2},\ p_{27} = \frac{p_4+p_7}{2},$$
$$p_{28} = \frac{p_4+p_8}{2},\ p_{29} = \frac{p_4+p_9}{2},\ p_{30} = \frac{p_5+p_8}{2},$$
$$p_{31} = \frac{p_5+p_9}{2},\ p_{32} = \frac{p_6+p_8}{2},\ p_{33} = \frac{p_6+p_9}{2},$$
$$p_{34} = \frac{p_7+p_8}{2},\ p_{35} = \frac{p_7+p_9}{2},\ p_{36} = \frac{p_8+p_9}{2}.$$

The section is devoted to the partitioning operator

$$\begin{aligned}\mathcal{D}P = \{\{&P_1[p_1,p_{10},p_{11},p_{12},p_{13},\\ &p_{14},p_{15},p_{16},p_{21}],\\ &P_2[p_2,p_{10},p_{13},p_{14},p_{15},p_{17},p_{18},p_{19},p_{20}],\\ &P_3[p_4,p_{12},p_{14},p_{15},p_{21},p_{26},p_{27},p_{28},p_{29}],\\ &P_4[p_7,p_{14},p_{15},p_{18},p_{19},p_{27},p_{28},p_{34},p_{35}],\\ &P_5[p_3,p_{11},p_{13},p_{15},p_{21},p_{22},p_{23},p_{24},p_{25}],\\ &P_6[p_5,p_{13},p_{15},p_{17},p_{19},p_{22},p_{24},p_{30},p_{31}],\\ &P_7[p_6,p_{15},p_{21},p_{23},p_{24},p_{26},p_{28},p_{32},p_{33}],\\ &P_8[p_8,p_{15},p_{19},p_{24},p_{28},p_{30},p_{32},p_{34},p_{36}],\\ &P_9[p_9,p_{16},p_{20},p_{25},p_{29},p_{31},p_{33},p_{35},p_{36}],\\ &P_{10}[p_{15},p_{16},p_{20},p_{25},p_{29},p_{31},p_{33},p_{35},p_{36}]\},\\ \{&W_1[p_{15},p_{21},p_{23},p_{24},p_{25},p_{33}],\\ &W_2[p_{11},p_{13},p_{15},p_{16},p_{21},p_{25}],\\ &W_3[p_{12},p_{14},p_{15},p_{16},p_{21},p_{29}],\\ &W_4[p_{15},p_{21},p_{26},p_{28},p_{29},p_{33}],\\ &W_5[p_{15},p_{24},p_{28},p_{32},p_{33},p_{36}],\\ &W_6[p_{14},p_{15},p_{27},p_{28},p_{29},p_{35}],\\ &W_7[p_{15},p_{19},p_{28},p_{34},p_{35},p_{36}],\\ &W_8[p_{13},p_{15},p_{17},p_{19},p_{20},p_{31}],\\ &W_9[p_{15},p_{19},p_{24},p_{30},p_{31},p_{36}],\\ &W_{10}[p_{14},p_{15},p_{18},p_{19},p_{20},p_{35}],\\ &W_{11}[p_{13},p_{15},p_{22},p_{24},p_{25},p_{31}],\\ &W_{12}[p_{10},p_{13},p_{14},p_{15},p_{16},p_{20}],\\ &W_{13}[p_{15},p_{19},p_{20},p_{31},p_{35},p_{36}],\\ &W_{14}[p_{15},p_{28},p_{29},p_{33},p_{35},p_{36}],\\ &W_{15}[p_{15},p_{16},p_{21},p_{25},p_{29},p_{33}],\\ &W_{16}[p_{13},p_{15},p_{16},p_{20},p_{25},p_{31}],\\ &W_{17}[p_{15},p_{24},p_{25},p_{31},p_{33},p_{36}],\\ &W_{18}[p_{14},p_{15},p_{16},p_{20},p_{29},p_{35}]\}\}.\end{aligned}$$

The refinement strategy related to the partition operator $\mathcal{D}$ is a generalization of the subdivision procedure described by Ainsworth and Fu [10]. Here, we emphasize the fact that the wedges play the role of the auxiliary tetrahedra in the three-dimensional case. The operator $\mathcal{D}$ divides any cubic pyramid into ten pyramids and eighteen wedges. The wedges in the four-dimensional cases are bipentatopes. On the next level, we refine each wedge

$$W[w_i, i = 1,2,\dots,9]$$

into wedges by the following subdivision operator

$$\begin{aligned}\mathcal{B}W = \{&W_1[w_5,w_{10},w_{13},w_{16},w_{18},w_{20}],\\ &W_2[w_6,w_{11},w_{14},w_{17},w_{19},w_{20}],\\ &W_3[w_8,w_{10},w_{13},w_{16},w_{18},w_{20}],\\ &W_4[w_8,w_{11},w_{14},w_{17},w_{19},w_{20}],\\ &W_5[w_3,w_8,w_{12},w_{15},w_{16},w_{17}],\\ &W_6[w_4,w_8,w_9,w_{15},w_{18},w_{19}],\\ &W_7[w_1,w_7,w_8,w_9,w_{10},w_{11}],\end{aligned}$$

$$W_8[w_2, w_7, w_8, w_{12}, w_{13}, w_{14}],$$
$$W_9[w_8, w_{15}, w_{16}, w_{17}, w_{18}, w_{19}],$$
$$W_{10}[w_8, w_{12}, w_{13}, w_{14}, w_{16}, w_{17}],$$
$$W_{11}[w_7, w_8, w_{10}, w_{11}, w_{13}, w_{14}],$$
$$W_{12}[w_8, w_9, w_{10}, w_{11}, w_{18}, w_{19}],$$
$$W_{13}[w_8, w_{16}, w_{17}, w_{18}, w_{19}, w_{20}],$$
$$W_{14}[w_8, w_{13}, w_{14}, w_{16}, w_{17}, w_{20}],$$
$$W_{15}[w_8, w_{10}, w_{11}, w_{18}, w_{19}, w_{20}],$$
$$W_{16}[w_8, w_{10}, w_{11}, w_{13}, w_{14}, w_{20}]\}\},$$

where:

$$w_7 = \frac{w_1+w_2}{2},\ w_8 = \frac{w_1+w_3}{2},$$
$$w_9 = \frac{w_1+w_4}{2},\ w_{10} = \frac{w_1+w_5}{2},$$
$$w_{11} = \frac{w_1+w_6}{2},\ w_{12} = \frac{w_2+w_3}{2},$$
$$w_{13} = \frac{w_2+w_5}{2}, w_{14} = \frac{w_2+w_6}{2},$$
$$w_{15} = \frac{w_3+w_4}{2}, w_{16} = \frac{w_3+w_5}{2},$$
$$w_{17} = \frac{w_3+w_6}{2}, w_{18} = \frac{w_4+w_5}{2},$$
$$w_{19} = \frac{w_4+w_6}{2}, w_{20} = \frac{w_5+w_6}{2}.$$

The superposition $\mathcal{L} = \mathcal{D}^{\circ}\mathcal{B}$ can be used for partitioning of an arbitrary parallelotope and of course for subdivision of any canonical domain.

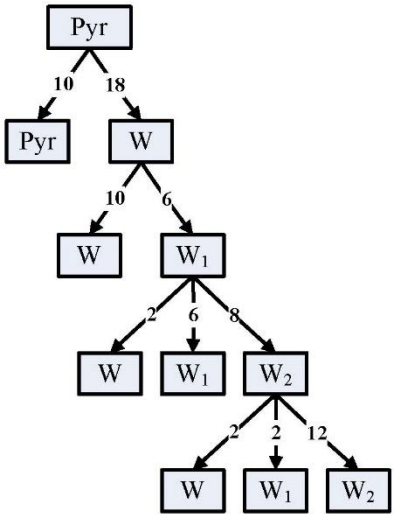


Fig. 1. *The refinement tree generated by $\mathcal{L}\hat{T}$.*

The class $[\hat{R}]$ has been analyzed by Petrov et al. in [9]. Since each tesseract can be divided into eight super regular pyramids, these elements are applicable for triangulating canonical domains. The elements of the class $[R]$ are provided with the optimal two-level refinement tree and the optimal number of congruence classes in the four-dimensional case [9]. Some authors have been used the cubic pyramid

$$\hat{T} = [\hat{t}_1(-1,-1,-1,-1),$$
$$\hat{t}_2(-1,1,1,-1), \hat{t}_3(-1,-1,1,-1),$$
$$\hat{t}_4(1,1,-1,-1), \hat{t}_5(-1,1,-1,-1),$$
$$\hat{t}_6(1,-1,1,-1), \hat{t}_7(1,-1,-1,-1),$$
$$\hat{t}_8(1,1,1,-1), \hat{t}_9(0,0,0,1)]$$

for the reference element. The pyramid $\hat{T}$ has real advantages with respect to the symmetry groups related to quadrature formulae. Unfortunately, this pyramid is regular but not super regular. The successive applications of the operator $\mathcal{L}$ on the pyramidal elements from the class $\hat{T}$ generate a five-level refinement tree and four congruence classes, see Figure 1. This result is true for all regular pyramids, which do not belong to the class $[\hat{R}]$.

Let the parallelotope

$$K =< \underline{v}_i \mid i = 1,2,3,4 >$$

satisfies

$$\frac{\|\underline{v}_i\|}{\|\underline{v}_j\|} \neq \frac{\|\underline{v}_k\|}{\|\underline{v}_l\|}, \qquad (1)$$

where (i,j,k,l) is a permutation of the numbers 1,2,3,4 and $\|\cdot\|$ is the Euclidean norm in $\boldsymbol{R^4}$. Then the number of classes of similarity grows up as it is shown in Figure 2. We illustrate the results in Figure 2 with the next example.

Example 1 In this example, we consider the parallelotope

$$\hat{K} =< \underline{v}_1(e,0,0,0), \underline{v}_2(0,\varphi,0,0),$$
$$\underline{v}_3(0,0,\sqrt{3},0), \underline{v}_4(0,0,0,2\pi) >,$$

where e is Euler's number and φ is the golden ratio. Obviously, $\hat{K}$ satisfies the negation (1). The parallelotope $\hat{K}$ is divided into eight pyramids from the class $[\tilde{P}]$, where

$$\tilde{P}[\tilde{p}_1(0,0,0,0), \tilde{p}_2(e,0,0,0),$$
$$\tilde{p}_3(0,\varphi,0,0), \tilde{p}_4(0,0,\sqrt{3},0), \tilde{p}_5(e,\varphi,0,0),$$
$$\tilde{p}_6(0,\varphi,\sqrt{3},0), \tilde{p}_7(e,0,\sqrt{3},0),$$
$$\tilde{p}_8(e,\varphi,\sqrt{3},0), \tilde{p}_9\left(\frac{e}{2},\frac{\varphi}{2},\frac{\sqrt{3}}{2},\pi\right)\Big].$$

The results for the degeneracy measure in the first four levels are presented in Table 1, Table 2, and Table 3

Pyr	W_1	W_2	W_3
2.55421	3.69252	4.05123	4.12243

Table 1 *The degeneracy measure for the cubic pyramid $\tilde{P}$ and the first three wedge successors.*

W_4	W_5	W_6	W_7
6.92876	8.57064	8.92648	8.07537

Table 2 *The degeneracy measure for the next four wedge successors.*

W_8	W_9	W_{10}	W_{11}	W_{12}
8.22481	9.12830	9.52352	10.1834	10.4365

Table 3 *The degeneracy measure for the last five wedge successors.*

Let τ_0 be the initial conforming triangulation of the parallelotope $\widehat{K}$ by eight cubic pyramidal elements and $\tau_k = \mathcal{L}^k \widehat{K}$ $k = 1,2, \ldots$ are the triangulations in the next levels. By applying the results in Table 1, Table 2, Table 3, and the refinement tree in Figure 2, we have

$$\delta(\tau_0) = 2.55421, \ \ \delta(\tau_1) = 4.12243,$$
$$\delta(\tau_2) = 8.92648, \ \delta(\tau_3) = 10.4365.$$

Moreover,

$$\mu(\tau_0) = 1, \ \ \mu(\tau_1) = 4,$$
$$\mu(\tau_2) = 7, \ \mu(\tau_3) = 13,$$

where $\mu(\tau_k)$ is the number of the congruence classes in the triangulation τ_k. These results indicate that $\mathcal{L}$ generates an unstable sequence $\{\tau_k\}$ of successive triangulations.

CONCLUSION

The four-dimensional hybrid meshes are the object of interest in this paper. The paper describes a partition method, which is optimal concerning the number of congruence classes for all canonical domains. The partition method remains stable for all regular pyramidal elements. The simplest refinement tree is obtained in the case of canonical domains. The proposed refinement strategy is tested on the parallelotope $\widehat{K}$ satisfying the condition (1). The refinement of $\widehat{K}$ is a critical example of the instability of the partitioning operator $\mathcal{L}$ in the general case. The latter means that the interface subdomain should be canonical or domain, which can be triangulated by regular pyramids at least. Such a requirement is not very restrictive from the computational point of view.

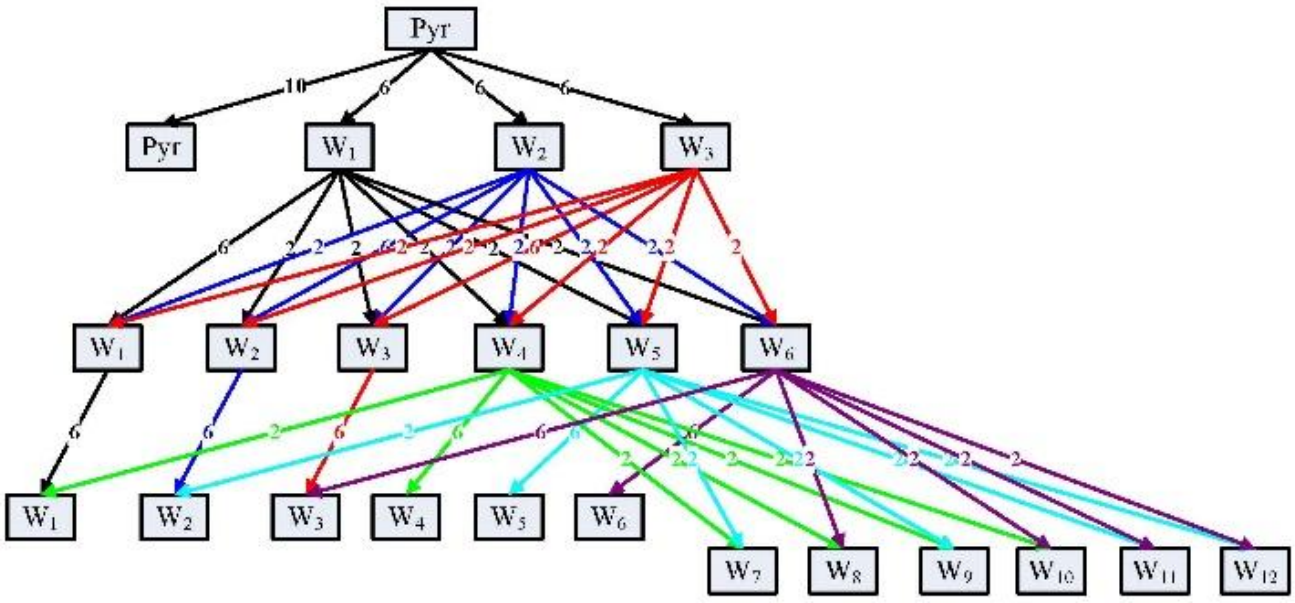


Fig. 2. *The refinement tree generated by the operator $\mathcal{L}$ on a parallelotope satisfying the condition (1).*

REFERENCE

[1] M. Bergot, G. Cohen, M. Duruflé, Higher-order Finite Elements for Hybrid Meshes Using New Nodal Pyramidal Elements. J Sci Comput 42, 345-381 (2010).

[2] C. CA, Q.-H. Qin, A. Yu, A new hybrid finite element approach for three-dimensional elastic problems, Arch. Mech., 64, 3, pp. 261-292, Warszawa 2012.

[3] M. Reberol, B. Lévy, Low-order continuous finite element spaces on hybrid non-conforming hexahedral-tetrahedral meshes. CoRR abs/1605.02626 (2016)

[4] P. Devloo, O. Duran, S. Gomes, M. Ainsworth. High-order composite finite element exact sequences based on tetrahedral-hexahedral-prismatic-pyramidal partitions. 2019, hal-02100485.

[5] S. Meshkaty and D. Talmor, Generating a mixed mesh of hexahedra, pentahedra and tetrahedra from an underlying tetrahedral mesh, Int. J. Numer. Meth. Engng 2000; 49:17-30.

[6] A. Pantanoa, R. C.Averillc, A penalty-based interface technology for coupling independently modeled 3D finite element meshes, Finite Elements in Analysis and Design 43 (2007) 271-286.

[7] M. Zamboj, Sections and Shadows of Four-Dimensional Objects. Nexus Netw J 20, 475-487 (2018).

[8] M. S. Petrov, T. D. Todorov, Properties of the Multidimensional Finite Elements, Applied Mathematics and Computation, vol. 391, 2021, 125695.

[9] M. S. Petrov, T. D. Todorov, G. S. Walters, D. M. Williams, F D. Witherden, An analysis of 4D Hybrid Meshes, Numerical Algorithms, (to appear)

[10] M. Ainsworth, G. Fu, (2017). A lowest-order composite finite element exact sequence on pyramids. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 324, 110–127.

THE ABSTRACT ANGLE BETWEEN PYRAMIDAL FINITE ELEMENT SPACES

Miroslav S. Petrov[1], Todor D. Todorov[2]

[1] *Department of Technical Mechanics, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria, e-mail: mpetrov@tugab.bg*

[2] *Department of Mathematics, Informatics and Natural Sciences, Technical University, 5300 Gabrovo, Bulgaria, e-mail: t.todorov@yahoo.com*

Abstract

The finite element multigrid method is the most powerful tool for solving various engineering problems modeled by elliptic partial differential equations. The convergence factor in solving a system of finite element equations by a diagonal block preconditioning depends on the γ-constant in the strengthened Cauchy–Bunyakovsky–Schwarz inequality. The hex-dominant hybrid meshes need transitional elements in the interface subdomain between hexahedral triangulated and simplicial triangulated subdomains. The square pyramids are the most suitable transitional elements. This paper is devoted to refinement strategies for 3D pyramidal finite element meshes and computations of the cosine of the abstract angle between pyramidal finite element spaces.

Keywords: pyramidal finite element spaces, abstract angle between finite dimensional spaces, refinement strategies, congruence classes, refinement tree.

1 INTRODUCTION

The hexahedral finite elements have been preferred to simplicial elements by engineers and practitioners due to their better interpolation properties. But the hexahedral elements are not applicable in the boundary layer because of their larger computational cost. Higher-order simplicial elements are strongly necessary in the boundary layer when curved domains are triangulated. Purely hexagonal meshes essentially increase the complexity of the curved domain modeling problem.

The construction of hex-dominant meshes needs transitional elements between hexahedral and tetrahedral meshes in the interface subdomain. The pyramid and wedge elements are the most popular transition elements since the trace space on the triangular faces of the pyramid and tetrahedra are the same [5]. Additionally, trace space on the quadrilateral faces of the pyramid and hexahedra is identical. These properties of the pyramidal elements make them attractive for the researchers in various scientific areas.

The cosine of the abstract angle between finite element spaces is the convergence factor in multilevel methods based on the diagonal block preconditioning [4]. The contraction number depends only on the geometry of the initial triangulation and the chosen refinement strategy [7,10]. The constant γ in the strengthened Cauchy inequality has been studied by several researchers [1,8,9]. The Brandts et al. [4] conjecture concerning the contraction number for the Laplace operator and red refined Freudenthal's simplicial elements is related to the multidimensional simplicial elements. But the abstract angle between pyramidal finite element spaces has not been calculated up to now unlike the angle between simplicial finite element spaces.

This paper is devoted to the refining of pyramidal meshes and the analysis of the abstract angle between pyramidal finite element spaces. The isotropic diffusion equation is chosen for a model problem. A specific phenomenon generated by the second Sommerville tetrahedron is found.

Further, the paper is organized as follows. Some basic definitions are introduced in Section 2. Refinement strategies related to the pyramidal meshes are described in Section 3. The γ-constant generated by an isotropic diffusion problem is calculated in Section 4. Concluding remarks are discussed in Section 5.

2 PRELIMINARY

Definition 1 *A simply connected domain is said to be canonical if there exists its conforming partition into cubes.*

We denote the second Sommerville tetrahedron [6]

$$\hat{} = \left[\hat{s}_1\left(\frac{\sqrt{2}}{2},0,0\right),\hat{s}_2\left(0,0,\frac{1}{2}\right),\right.$$
$$\left.\hat{s}_3\left(0,0,-\frac{1}{2}\right),\hat{s}_4\left(0,0,-\frac{\sqrt{2}}{2}\right)\right]$$

by $\hat{S}$. The tetrahedron $\hat{S}$ is red invariant [6,11]. The red refinement strategy is illustrated in Figure 1.

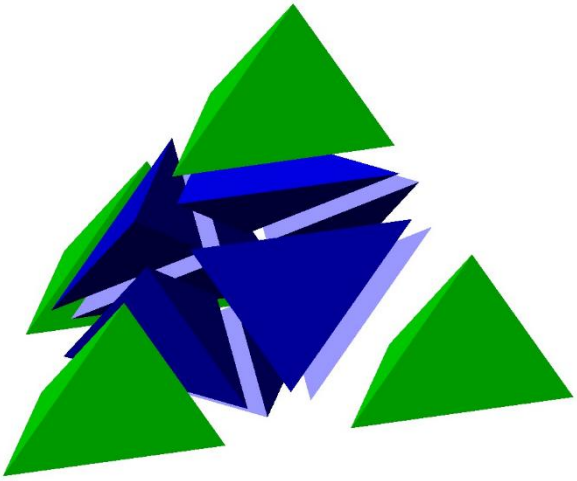


Fig. 1. *The red refinement of a tetrahedron.*

Let the polyhedron Ω be conformingly partitioned by the simplicial finite elements T_i, $i=1,2,...m$ all of them from the same class $[T]$. Then we write $\Omega=mT$.

Definition 2 *Let h(T) be the diameter of the element T, S(T) be the surface area of T and V(T) be the volume of the tetrahedron T. Then the degeneracy measure δ(T) is defined as follows*

$$\delta(T) = \frac{h(T)S(T)}{6V(T)}.$$

The notion measure of degeneracy has been introduced in the three-dimensional case by Zhang [13] in the middle of the nineties. Further, Bey [3] extended this notion in the *n*-dimensional case in the year 2000.

The next definition is related to a completed triangulation.

Definition 3 *The degeneracy measure of a triangulation τ_k is defined as follows*

$$\delta(\tau_k) = \max_{T\in\tau_k}\delta(T).$$

Definition 4 *A regular square pyramid is said to be super regular if all edges are the same.*

3 ANALYSES OF 3D PYRAMIDAL MESHES

In this section, we analyze several pyramidal elements. Firstly, we consider the optimal partition of canonical domains.

For this purpose, we divide each cube into six pyramids by the partition operator C, see Figure 2.

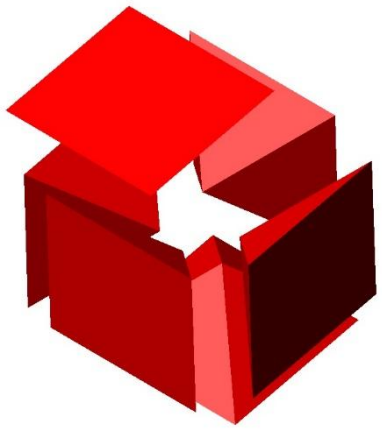


Fig. 2. *The partition of the cube by pyramidal elements.*

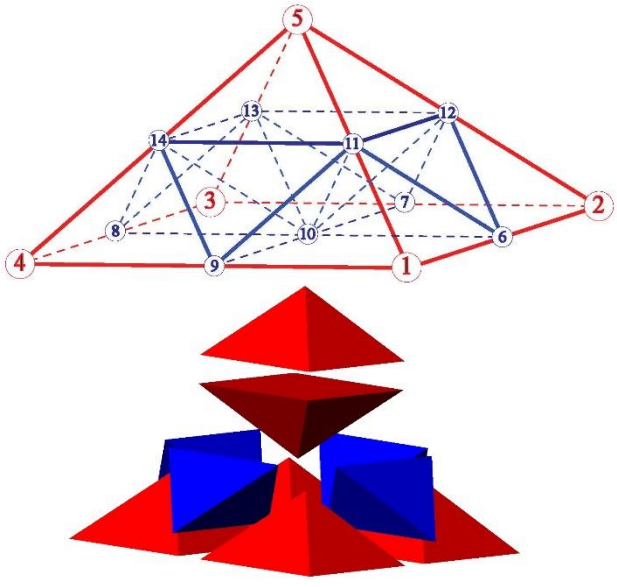


Fig. 3. *The optimal partition of the 3D canonical pyramid.*

Definition 5 *Let*

$$\hat{K} = [k_1(1,0,0), k_2(1,1,0), k_3(0,1,0), k_4(0,0,0), k_5\left(\frac{1}{2},\frac{1}{2},\frac{1}{2}\right)].$$

The elements of the class $[\hat{K}]$ *are said to be canonical pyramids.*

The name canonical for the elements of the class $[\hat{K}]$ arises from the role of these pyramids for triangulating of canonical domains. For each pyramidal finite element P we define the partition operator $\mathcal{L}$ as follows (see Figure 3)

$$\mathcal{L}P = \{[p_1,p_6,p_9,p_{10},p_{11}], [p_2,p_6,p_7,p_{10},p_{12}], [p_3,p_7,p_8,p_{10},p_{13}], [p_4,p_8,p_9,p_{10},p_{14}], [p_{10},p_{11},p_{12},p_{13},p_{14}], [p_5,p_{11},p_{12},p_{13},p_{14}], [s_6,s_{10},s_{11},s_{12}], \quad [s_7,s_{10},s_{12},s_{13}], [s_8,s_{10},s_{13},s_{14}], \quad [s_9,s_{10},s_{11},s_{14}]\}.$$

If $P \in [\hat{K}]$ then the first six pyramids belong to the class $[\hat{K}]$ and the four tetrahedra belong to the class $[\hat{S}]$. Thus, we have

$$\mathcal{L}P = \{6P, 4S | P \in [\hat{K}], S \in [\hat{S}]\}, \forall P \in [\hat{K}]$$

with the optimal refinement tree, see Figure 4. Since $\delta(\hat{K})$=3.41421 and $\delta(\hat{K})$=2.82843 we obtain

$$\delta(\mathcal{L}C\Omega) = 2 + \sqrt{2}.$$

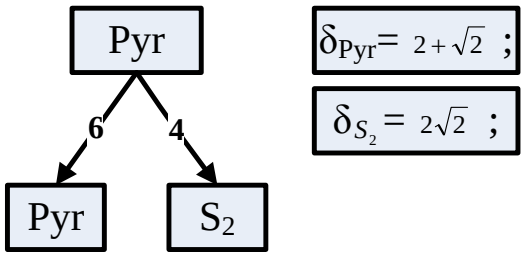


Fig. 4. *The refinement tree generated by the subdivision of the canonical pyramid. The denotations Pyr and* S_2 *mean correspondingly square pyramid and the second Sommerville tetrahedron.*

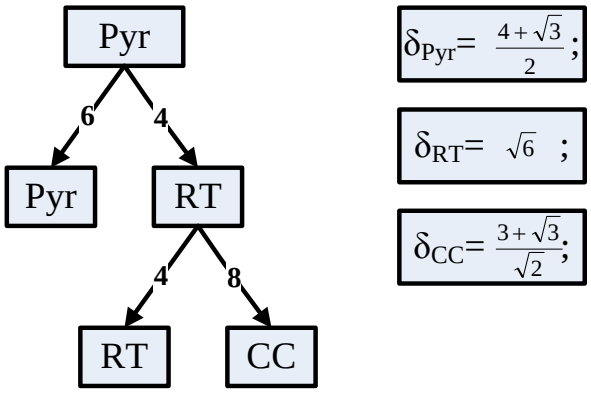


Fig. 5. *The refinement tree generated by the subdivision of the super regular pyramid. Here, Pyr, RT and CC mean correspondingly square pyramid, regular tetrahedron and cube corner.*

We have to compare this result with the corresponding result obtained for the super regular pyramid

$$\hat{R} = [r_1(1,0,0),\ r_2(1,1,0),\ r_3(0,1,0),\ r_4(0,0,0),\ r_5\left(\frac{1}{2},\frac{1}{2},\frac{1}{\sqrt{2}}\right)].$$

By applying the same partition operator on a super regular pyramid R, we obtain the refinement tree presented in Figure 5. In this case, the regular tetrahedra obtained in the first level are refined by the 7-12 refinement strategy created by Todorov in [12]. All regular tetrahedra are red refined and all cube corners are blue refined. We emphasize on the fact that the super regular pyramid generates a more complex refinement tree than the canonical one. The three-level refinement tree in Figure 5 is provided with the following measure of degeneracy

$\delta(\hat{R})$ =2.86603, $\delta(\hat{T})$ =3.34607
and $\delta(\hat{E})$ =2.44949,

where $\hat{T}$ is the canonical cube corner and $\hat{E}$ is a regular tetrahedron. These results are optimal applying pyramidal meshes. Unfortunately, the pyramids from the class $[\hat{R}]$ generates a three-level refinement tree and three classes of similarity.

The pyramid

$$\hat{P} = [\hat{p}_1(-1,-1,0),\ \hat{p}_2(1,-1,0),\ \hat{p}_3(1,1,0),\ \hat{p}_4(-1,1,0),\ \hat{p}_5(0,0,1)]$$

has been chosen for the reference element in many papers [2,5].

Theorem 1 *The reference element* $\hat{P}$ *belongs to the class* $\hat{K}$.

Proof. The generic affine transformation of the canonical pyramid is

$$F : x = A_{\hat{K}\hat{P}}\hat{x} + B,$$

where

$$A_{\hat{K}\hat{P}} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix},\ B = \frac{1}{2}\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Therefore, the transitional matrix of the element $\hat{P}$ is obtained by scaling of an orthogonal matrix. That is why, $\hat{K}$ and $\hat{P}$ are congruent. □

We do not separately analyse the pyramidal finite element spaces generated by $\hat{P}$ since $\hat{P} \in [\hat{K}]$.

4 THE ABSTRACT ANGLE BETWEEN PYRAMIDAL FINITE ELEMENT SPACES

Analyzing pyramidal meshes, we essentially use the fact that the γ-constant is the same for all elements of a given class.

Let

$$L(D)u = -\nabla \cdot (D\nabla u)$$

be the elliptic diffusion operator in a canonical domain $\Omega \subset R^3$ with an isotropic diffusion matrix

$$D(\varepsilon) = \begin{pmatrix} 1 & -\varepsilon & 0 \\ -\varepsilon & 1 & -\varepsilon \\ 0 & -\varepsilon & 1 \end{pmatrix}, \ 0 \le \varepsilon \le \frac{1}{2}.$$

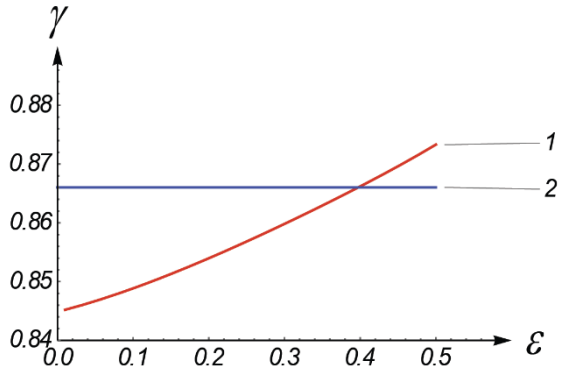


Fig. 6. *The graph of the CBS constant obtained by the refinement of the canonical pyramid is denoted by '1'. The corresponding graph for the second Sommerville tetrahedron is denoted by '2'.*

The isotropic diffusion problem

$$\begin{cases} L(D)u = f \ \ in \ \ \Omega \\ u = 0 \ \ on \ \ \partial\Omega \end{cases} \quad (1)$$

with $f \in L^2(\Omega)$ is chosen for a model problem in this section. We write the weak formulation of the problem (1)

$$a(u,v) = (f,v), \ \ \forall v \in H_0^1(\Omega),$$

where $a(u,v)$ is the elliptic bilinear form

$$a(u,v) = \int_\Omega \sum_{i,j=1}^{3} d_{ij} \frac{\partial u}{\partial x_i} \frac{\partial v}{\partial x_j} dx,$$

$(\cdot,\cdot)$ is the L^2-scalar product and $H_0^1(\Omega)$ is the Sobolev space of all functions that are zero on $\partial\Omega$. The coefficients d_{ij} in the bilinear form $a(u,v)$ are the entries of the diffusion matrix.

The contraction numbers obtained by the canonical domain refinement and the bilinear form $a(u,v)$ are presented in Figure 6 and Figure 7.

In Figure 6 we observe a phenomenon created by the second Sommerville tetrahedron. The contraction number $\gamma_S(\varepsilon)$, $S \in [\hat{S}]$ is a constant $\forall \varepsilon \in \left[0, \frac{1}{2}\right]$. This is a unique case valid only for this finite element. Unfortunately, there is no canonical domain, which can only be triangulated by such elements. Sommerville's tetrahedra of the second kind have only supporting roles. The optimal results generated by the pyramidal elements are presented in Figure 7. The same figure indicates that the super regular pyramid has worse contraction properties than the regular tetrahedron.

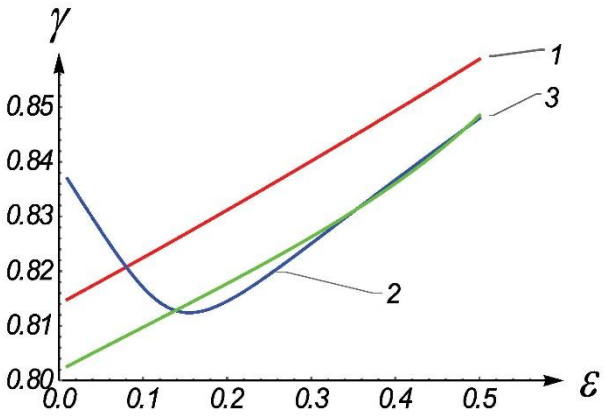


Fig. 7. *The graph of the CBS constant obtained by the refinement of the super regular pyramid is denoted by '1'. The corresponding denotations for the cube corner and the regular tetrahedron are '2' and '3'.*

5. CONCLUSION

The optimal refinement strategy for the square pyramidal finite element meshes is analyzed. The number of congruence classes and measures of degeneracy are calculated. The isotropic diffusion problem is transformed into a weak form. The contraction number arising from the refinement strategy and the bilinear form in the weak problem is presented graphically. A phenomenon related to the second Sommerville tetrahedron is established. The most useful pyramidal elements generate a simple refinement tree with two congruence classes.

REFERENCES

[1] O. Axelsson, J. Karátson, Condition number analysis for various forms of block matrix preconditioners, Electron T Numer Ana, 36 (2010) 168-194.

[2] M. Bergot, G. Cohen, M. Duruflé, Higher-order Finite Elements for Hybrid Meshes Using

New Nodal Pyramidal Elements. J Sci Comput 42, 345–381 (2010).
[3] Bey, J. Simplicial grid refinement: on Freudenthal's algorithm and the optimal number of congruence classes. Numer. Math. 85, 1–29 (2000).
[4] J. Brandts, S. Korotov, M. Křížek, Simplicial finite elements in higher dimensions, Applications of Mathematics, Vol. 52, Issue 3, 2007, pp 251-265.
[5] J.Chan, Warburton, T. (2015). A Comparison of High Order Interpolation Nodes for the Pyramid. SIAM Journal on Scientific Computing, 37(5), A2151–A2170.
[6] A. L. Edmonds, Sommerville's missing tetrahedra,Discrete Comput Geom, 37 (2007) 287-296.
[7] V. Eijkhout, P. Vassilevski, The role of the strengthened Cauchy - Buniakowskii - Schwarz inequality in multilevel methods, Siam Rev, 33(3) (1991) 405-419.
[8] M. Jung, T. D. Todorov, A study of the constant in the strengthened Cauchy inequality for 3D elasticity problems, Math. Balkanica, 20(2) (2006) 219-238.
[9] M. Kubínová, I. Pultarová, Block Preconditioning of Stochastic Galerkin Problems: New Two-sided Guaranteed Spectral Bounds, SIAM/ASA J Uncertain Quan (2020) 8, (1), 88-113.
[10] J. Mandel, On block diagonal and Schur complement preconditioning. Numer. Math. 58, (1990) 79-93.
[11] M. S. Petrov, T. D. Todorov, Properties of the Multidimensional Finite Elements, Applied Mathematics and Computation, vol. 391, 2021, 125695.
[12] T. D. Todorov, The optimal mesh refinement strategies for 3-D simplicial meshes, Computers & Mathematics with Applications, 66(7), 2013, pp. 1272-1283.
[13] S. Zhang, Successive subdivisions of tetrahedra and multigrid methods on tetrahedral meshes, Houston J. Math., 21, 1995, pp. 541-556.

SOME COMMON FIXED POINT THEOREMS IN C*-ALGEBRA VALUED METRIC SPACES

Parven Kummar[1], Ljiljana R. Paunović[2], Wasfi Shatanawi[3]

[1] *Department of Mathematics, Tau Devi Lal Govt. College for Women, Murthal,Sonipat, India parveenyuvi@gmail.com*

[2] *University in Priština-Kosovska Mitrovica, Teacher education Faculty, Nemanjina bb, 38218 Leposavić, Serbia, ljiljana.paunovic@pr.ac.rs*

[3] *Prince Sultan University, Department of Mathematics and General Courses, Riyadh 11586, Saudi Arabia wshatanawi@yahoo.com*

Abstract

In this paper, we proved some unique common fixed point results in setting of C-algebra-valued metric spaces for two pairs of weakly compatible mappings, satisfying a contractive condition given by Pachpatte [Pachpatte, B. G. Fixed point theorems satisfying new contractive type conditions, Soochow Journal of Mathematics. 16(2), pp.173-183, (1990)] using property (E.A).*

Keywords: C*-algebra, C*-algebra-valued metric spaces, Pachpatte contractive condition, property (E.A), weakly compatible mappings.

INTRODUCTION

In Ma et al. [10] introduced C*-algebra-valued metric spaces as a new concept which are more general than metric space, replacing the set of real numbers by C*- algebras, and establish a fixed point theorem for self-maps with contractive or expansive conditions on such spaces, analogous to the Banach contraction principle.

A $*$-algebra is a complex algebra with linear involution $*$ such that $y^{**} = y$ and $(yz)^* = z^* y^*$, for any $y, z \in E$. If $*$- algebra together with complete sub multiplicative norm satisfying $\|y^*\| = \|y\|$ for all $y \in E$, then $*$ - algebra is said to be a Banach $*$-algebra. A C*- algebra is a Banach $*$-algebra such that $\|y^* y\| = \|y\|^2$ for all $y \in E$.

If a normed algebra E admits a unit 1_E, $a1_E = 1_E a = a$ for all $a \in E$, $\|1_E\| = 1$, then we say that E is a unital normed algebra. A complete unital normed algebra E is called unital Banach algebra.

A positive element of E is an element $a \in E$ such that $a^* = a$ and its spectrum $\sigma(a) \subset R_+$ where $\sigma(a) = \{\lambda \in R : \lambda 1_E - a$ is non-invertible$\}$. The set of all positive elements will be denoted by E_+. Such elements allow us to define a partial ordering $\preceq$ on the elements of E. That is, $b \preceq a$ if and only if $b - a \in E_+$. If $a \in E$ is positive, then we write $a \succeq 0_E$, where 0_E is the zero element of E. Each positive element a of a C*-algebra E has a unique positive square root. From now on, by E we mean a unital C*-algebra with identity element 1_E. The sum of two positive elements in a C*-algebra is a positive element. If a is an arbitrary element of a C*-algebra E, then $a^* a$ is positive. Let E be a C* - algebra and if $a, b \in E^+$ such that $a \preceq b$, then for any $x \in E$, both $x^* a x$ and $x^* b x$ are positive elements and $x^* a x \preceq x^* b x$.

Further, $E_+ = \{a \in E : a \succeq 0_E\}$ and $(a^* a)^{\frac{1}{2}} = |a|$.

Very simply, E has an algebraic structure and a topological structure coming from a

norm. The condition that E be a Banach algebra expresses a compatibility between these structures. All over this paper, E means a unital C*-algebra with a unit I, R is set of real numbers and R^+ is the set of non-negative real numbers and $M_n(R)$ is $n \times n$ matrix with real entries R.

Lemma 1. [9] Suppose that E is a unital C*-algebra with a unit 1_E. For any $x \in E_+$, we have $x \preceq 1_E$, if and only if $\|x\| \leq 1$. If $a \in E_+$, with $\|a\| < \frac{1}{2}$ then $1_E - a$ is invertible and $\left\|a(1_E - a)^{-1}\right\| < 1$. Suppose that $a, b \in E$ with $a, b \succeq 0_E$, and $ab = ba$, then $ab \succeq 0_E$. By E' we denote the set

$$\{a \in E : ab = ba, \text{ for all } b \in E\}.$$

Let $a \in E'$ if $b, c \in E$ with $b \succeq c \succeq 0_E$, and $1_E - a \in E'$ is an invertible operator, then $(1_E - a)^{-1} b \succeq (1_E - a)^{-1} c$.

Based on the concept and properties of C*-algebras, recently in Ma et al. [10] introduced the concept of C*-algebra-valued metric spaces as a new concept which are more general than metric space, replacing the set of real numbers by C*-algebras as follows:

Definition 1. [10] Let X be a nonempty set. Suppose that the mapping $d : X \times X \to E$ is defined, with the following properties:
(1.1) $0_E \preceq d(x, y)$ for all x and y in X,
(1.2) $d(x, y) = 0_E$ if and only if $x = y$,
(1.3) $d(x, y) = d(y, x)$ for all x and y in X,
(1.4) $d(x,y) \preceq d(x,z) + d(z,y)$ for all $x, y, z \in X$.
Then d is said to be a C*-algebra-valued metric on X, and (X, E, d) is said to be a C*-algebra-valued metric space.

Definition 2. [10] Suppose that (X, E) is a C*- algebra -valued metric space. A mapping $T: X \to X$ is called C*-algebra-valued contractive mapping on X, if there is an $P \in E$ with $\|P\| < 1$ such that $d(Tx, Ty) \preceq P^*(d(x, y))P$ for all $x, y \in X$.

Example 1. [10] Let $X = R$ and $E = M_2(R)$. Defined $(x, y) = diag(|x - y|, \alpha|x - y|)$, where $x, y \in R$ and $\alpha \geq 0$ is a constant. Then d is a C*-algebra-valued metric and $(X, M_2(R), d)$ is a complete C*-algebra-valued metric space by the completeness of R.

Definition 3. [10] Let (X, E, d) is a C*-algebra valued metric space and let $\{x_n\}$ be a sequence in X. If
(1.5) for any $\varepsilon > 0$, there is N such that for all $n > N$, $\|d(x_n, x)\| \leq \varepsilon$, then the sequence $\{x_n\}$ is said to be convergent, and we denote it as $\lim_{n\to\infty} x_n = x$.
(1.6) for any $\varepsilon > 0$, there is N such that for all $m,n > N$, $\|d(x_m, x_n)\| \leq \varepsilon$, then the sequence $\{x_n\}$ is said to be Cauchy sequence.
(1.7) C*-algebra valued metric space is said to be complete if every Cauchy sequence in X with respect to E is convergent.

For more details, one can refers ([2], [3], [5], [6], [7], [8], [12], [13], [14]).

Definition 4. [4] A pair of self-mappings A,B: $X \to X$ is called weakly compatible if they commute at their coincidence point, that is, if there is a point $z \in X$ such that $Az = Bz$, then $ABz = BAz$, for each $z \in X$.

The definition of weakly compatible is used in similar mode in C*-algebra-valued metric space as in metric spaces.

The definition of property (E.A) has been introduced in [1] as follows:

Definition 5. [1] Let A,B: $X \to X$ be two self-mappings of a metric space (X, d). The pair (A,B) is said to satisfy property (E.A), if there exists a sequence $\{x_n\}$ in X such that

$$\lim_{n\to\infty} d(Ax_n, u) = \lim_{n\to\infty} d(Bx_n, u) = 0,$$

for some $u \in X$.

Now we define property (E.A) in C*-algebra-valued metric spaces as follows:

Definition 6. Let A,B: $X \to X$ be two self-mappings of a metric space (X, d). The pair (A,B) is said to satisfy property (E.A), if there exists a sequence $\{x_n\}$ in such that

$$\lim_{n\to\infty} d(Ax_n, u) = \lim_{n\to\infty} d(Bx_n, u) = 0_E,$$

for some $u \in X$.

MAIN RESULTS

In this section, common fixed point results for the pairs in setting of C*-algebra-valued metric space using weakly compatible and property (E.A), have been proved, by the contractive conditions given by Pachpatte [11] as follows:

Theorem 1. Let (X, E, d) be a C*-algebra-valued metric space and let P,Q,R,S : $X \to X$ be four self-mappings satisfying the following:

(C_1) $P(X) \subseteq Q(X)$, $R(X) \subseteq S(X)$;

(C_2)

$$[d(Rx, Py)]^3 \preceq A^*(d(Qx, Sy)d(Qx, Rx)d(Sy, Py))A,$$

for all $x, y \in X$, where $\|A\| < 1$;

(C_3) the pairs (R,Q) and (P,S) are weakly compatible;

(C_4) one of the pairs (R,Q) and (P,S) satisfies property (E.A).

If the range of one of the mappings $S(X)$ or $Q(X)$ is closed subspace of X, then the mappings P,Q,R, and S have a unique common fixed point in X.

Proof. Suppose that the pair (P,S) satisfies property (E.A). Then there exists a sequence $\{x_n\}$ in X such that

$$\lim_{n\to\infty} Px_n = \lim_{n\to\infty} Sx_n = z, \qquad (1)$$

for some $z \in X$.

Further, since $P(X) \subseteq Q(X)$, there exists a sequence $\{y_n\}$ in X such that $Px_n = Qy_n$. Hence $\lim_{n\to\infty} Qy_n = z$. Now our claim is $\lim_{n\to\infty} Ry_n = z$. Putting $x = y_n$ and $y = x_n$ in condition (C_2), we have

$$[d(Ry_n, Px_n)]^3 \preceq A^*(d(Qy_n, Sx_n)d(Qy_n, Ry_n)d(Sx_n, Px_n))A$$
$$= A^*(d(Px_n, Sx_n)d(Px_n, Ry_n)d(Px_n, Sx_n))A.$$

Which implies that

$$\|d(Ry_n, Px_n)\|^3 \le \|A\|^2\left(\|d(Px_n, Sx_n)\|\|d(Px_n, Ry_n)\|\|d(Px_n, Sx_n)\|\right)$$

By dividing two sides of the above inequality with $\|d(Ry_n, Px_n)\|$, we get

$$\|d(Ry_n Px_n)\|^2 \le \|A\|^2\left(\|d(Px_n, Sx_n)\|^2\right).$$

Taking limit $n \to \infty$, we have

$$\|d(Ry_n, Px_n)\| \le \|A\|\|d(Px_n, Sx_n)\| = 0$$

i.e., $\lim_{n\to\infty} Ry_n = \lim_{n\to\infty} Px_n = z$.

Now, suppose that $Q(X)$ is a closed subspace of X, then there exists $u \in X$ such that $z = Qu$. Subsequently, we have

$$\lim_{n\to\infty} Ry_n = \lim_{n\to\infty} Px_n = \lim_{n\to\infty} Sx_n = \lim_{n\to\infty} Qy_n = z = Qu. \qquad (2)$$

We claim that $Ru = Qu$. Putting $x = u$, $y = x_n$ in (C_2), we get

$$[d(Ru, Px_n)]^3 \preceq A^*(d(Qu, Sx_n)d(Qu, Ru)d(Sx_n, Px_n))A,$$

and letting $n \to \infty$ and using (2) we have

$$\|d(Ru, z)\|^3 \le \|A\|^2\left(\|d(z, z)\|\|d(z, Ru)\|\|d(z, z)\|\right) = 0,$$

and consequently $Ru = z = Qu$. Thus z is a coincidence point of (R,Q). Since $R(X) \subseteq S(X)$, there exists $v \in X$ such that $Ru = Sv$. Hence $Ru = Qu = Sv = z$.

Now we show that v is a coincidence point of (P,S) that is, $Pv = Sv = z$. Now putting $x = u$, $y = v$ in (C_2), we get

$$[d(Ru, Pv)]^3 \preceq A^*(d(Qu, Sv)d(Qu, Ru)d(Sv, Pv))A, \text{ i.e}$$
$$\|d(z, Pv)\|^3 \le \|A\|^2\left(\|d(z, Sv)\|\|d(z, z)\|\|d(Sv, Pv)\|\right).$$

Thus $Pv = z$. Hence $Pv = Sv = z$ and v is a coincidence point of P and S. Since the pairs (R,Q) and (P,S) are weakly compatible, and z and v are their coincidence point respectively, so we have $RQu = QRu = Rz = Qz$, $PSv = SPv = Pz = Sz$.

In order to show that z is a common fixed point of these mappings, on putting $x = u$ and $y = z$ in condition (C_2), we have

$$[d(z, Pz)]^3 = [d(Ru, Pz)]^3 \preceq A^*(d(Qu, Sz)d(Qu, Ru)d(Sz, Pz))A, \text{ i.e}$$
$$\|d(z, Pz)\|^3 \le \|A\|^2\left(\|d(Qu, Sz)\|\|d(Qu, Ru)\|\|d(Sz, Pz)\|\right).$$

Hence, $\|d(z, Pz)\|^3 \le 0$.

Thus, $Rz = Qz = Sz = Pz = z$.

Similarly, we can complete the proof for case in which S(X) is closed subspace of X.

Existence

To prove that z is a unique common fixed point, let us suppose that p is another common fixed point of P, Q, R, and S. Putting $x = p$ and $y = z$ in condition (C_2), we have

$$[d(p,z)]^3 = [d(Rp,Pz)]^3$$

$$\preceq A^*(d(Qp,Sz)d(Qp,Rp)d(Sz,Pz))A, \quad \text{i.e}$$

$$\|d(p,z)\|^3$$

$$\leq \|A\|^2(\|d(Qp,Sz)\|\|d(Qp,Rp)\|\|d(Sz,Pz)\|).$$

Hence, $\|d(p,z)\|^3 \leq 0$ is a contradiction.

Thus $z = p$. Consequently, Rz = Qz = Pz = Sz = z and z is the unique common fixed point of P,Q,R, and S. Putting S=Q in Theorem 1 we have the following corollary:

Corollary 1. Let P,Q and R be three self-mappings of a C*-algebra-valued metric space (X,E,d) satisfying the inequality

(C_5)

$$[d(Rx,Py)]^3$$

$$\preceq A^*(d(Qx,Qy)d(Qx,Rx)d(Qy,Py))A,$$

for all $x, y \in X$, where $\|A\| < 1$.

Suppose that the following conditions hold:

(C_6) Q(X) $\supseteq$ R(X)$\cup$P(X),

(C_7) both the pairs (Q,R) and (Q,P) are weakly compatible,

(C_8) one of the pairs (Q,R) and (Q,P) satisfies the property (E.A).

If Q(X) is closed subspace of X, then R, P, and Q have a unique common fixed point in X. In Theorem 1 if we put R = P and Q = S, we have the following.

Corollary 2. Let (X,E,d) be a C*-algebra-valued metric space and let R and P be two self-mappings satisfying the following:

(C_9) R(X) $\subseteq$ Q(X);

(C_{10})

$$[d(Rx,Py)]^3$$

$$\preceq A^*(d(Qx,Qy)d(Qx,Rx)d(Qy,Ry))A,$$

for all $x,y \in X$, where $\|A\| < 1$,

(C_{11}) (Q, R) is a weakly compatible pair;

(C_{12}) the pair (Q, R) satisfies property (E.A). If Q(X) is closed subspace of X, then Q and R have the unique common fixed point in X.

Theorem 2. Let P, Q, R, and S be four self-mappings of a C* -algebra-valued metric space (X,E,d) satisfying the following:

(C_{13}) P(X) $\subseteq$ Q(X) and R(X) $\subseteq$ S(X);

(C_{14})

$$d(Rx,Py) \preceq A^*\left(\max\left\{\begin{matrix}(d(Qx,Sy))^2,(d(Qx,Rx))^2,(d(Sy,Py))^2,\\ \frac{1}{2}(d(Qx,Py))^2,\frac{1}{2}(d(Sy,Rx))^2\end{matrix}\right\}\times\right.$$

$$\left.(d(Qx,Rx)+d(Sy,Py))^{-1}\right)A.$$

If $d(Qx,Rx)+d(Sy,Py) \neq 0_E$ where $\|A\| <$, or $d(Rx,Py) = 0_E$ if $d(Qx,Rx)+d(Sy,Py) = 0_E$, for all $x, y \in X$,

(C_{15}) the pairs (R,Q) and (P,S) are weakly compatible;

(C_{16}) one of the pairs (R,Q) and (P,S) satisfies property (E.A).

If the range of one of the mappings S(X) or Q(X) is a closed subspace of X, then the mappings P, Q, R, and S have a unique common fixed point in X.

Proof. Let us suppose that $d(Qx,Rx)+d(Sy,Py) \neq 0_E$ so $d(Rx,Py) \neq 0_E$ and the pair (P,S) satisfies property (E.A). Then there exists a sequence $\{x_n\}$ in such that $\lim_{n\to\infty} Px_n = \lim_{n\to\infty} Sx_n = z$, for some $z \in X$. Since P(X) $\subseteq$Q(X), there exists a sequence $\{y_n\}$ in X such that $Px_n = Qy_n$. Hence $\lim_{n\to\infty} Qy_n = z$. Next we claim that $\lim_{n\to\infty} Ry_n = z$. In inequality ($C_{14}$), putting $x = y_n$ and $y = x_n$, we get

$$d(Ry_n,Px_n) \preceq A^*\left(\max\left\{\begin{matrix}(d(Qy_n,Sx_n))^2,(d(Qy_n,Ry_n))^2,(d(Sx_n,Px_n))^2,\\ \frac{1}{2}(d(Qy_n,Px_n))^2,\frac{1}{2}(d(Sx_n,Ry_n))^2\end{matrix}\right\}\times\right.$$

$$\left.(d(Qy_n,Ry_n)+d(Sx_n,Px_n))^{-1}\right)A.$$

$$= A^*\left(\max\left\{ \begin{matrix} (d(Px_n, Sx_n))^2, (d(Px_n, Ry_n))^2, 0_A, \\ \frac{1}{2}(d(Sx_n, Ry_n))^2 \end{matrix} \right\} \times \right.$$

$$\left. (d(Px_n, Ry_n) + d(Sx_n, Px_n))^{-1} \right) A.$$

Hence,

$$\|d(Ry_n, Px_n\| \leq$$

$$\|A\|^2 \left(\left\| \max\left\{ \begin{matrix} (d(Px_n, Sx_n))^2, (d(Px_n, Ry_n))^2, \\ 0, \frac{1}{2}(d(Sx_n, Ry_n))^2 \end{matrix} \right\} \times \right.$$

$$\left. \left. (d(Px_n, Ry_n) + d(Sx_n, Px_n))^{-1} \right) \right\| \right)$$

and letting $n \to \infty$, we have

$$(1 - \|A\|^2)\|d(Ry_n, Px_n)\| \leq 0$$

which is a contradiction, since $\|A\| < 1$. Therefore, $\lim_{n\to\infty} Ry_n = \lim_{n\to\infty} Px_n = z$.

Assuming Q(X) is closed subspace of X, then z=Qu for some $u \in X$. Now, we obtain

$$\begin{aligned} &\lim_{n\to\infty} Ry_n = \lim_{n\to\infty} Px_n = \lim_{n\to\infty} Sx_n \\ &= \lim_{n\to\infty} Qy_n = z = Qu. \end{aligned} \quad (3)$$

Our aim is to prove Ru = Q and for this putting $x = u$ and $y = x_n$ in (C$_{14}$) we get

$$d(Ru, Px_n)$$

$$A^*\left(\max\left\{ \begin{matrix} (d(Qu, Sx_n))^2, (d(Qu, Ru))^2, (d(Sx_n, Px_n))^2, \\ \frac{1}{2}(d(Qu, Px_n))^2, \frac{1}{2}(d(Sx_n, Ru))^2 \end{matrix} \right\} \times \right.$$

$$\left. (d(Qu, Ru) + d(Sx_n, Px_n))^{-1} \right) A.$$

Letting $n \to \infty$ and using (3) we get $(1 - \|A\|^2)\|d(Ru, z)\| \leq 0$, and R$u$ = z since $\|A\| < 1$. Therefore, u is a coincidence point of (R, Q). Weak compatibility of the pair (R,Q) implies that RQu=QRu=Rz=Qz. Otherwise, since R(X) $\subseteq$S(X), there exists $v \in X$ such that $Ru = Sv$.

Hence, Ru = Qu = Sv = z. To show that v is a coincidence point of pair (P,S), by using similar arguments in Theorem 1 and inequality (C$_{14}$) we have

$$d(Ru, Pv)$$

$$A^*\left(\max\left\{ \begin{matrix} (d(Qu, Sv))^2, (d(Qu, Ru))^2, (d(Sv, Pv))^2, \\ \frac{1}{2}(d(Qu, Pv))^2, \frac{1}{2}(d(Sv, Ru))^2 \end{matrix} \right\} \times \right.$$

$$\left. (d(Qu, Ru) + d(Sv, Pv))^{-1} \right) A.$$

Hence

$$\|d(z, Pv)\| \leq \|A\|^2 \|d(z, Pv\|$$

and then $Pv = z$ because $\|A\| < 1$. With the same assertions as in Theorem 1 one gets that z is a common coincidence point of P, Q, R, and S. Other details of Theorem 2 in which z is a unique common fixed point of the mappings P, Q, R, and S can be obtained in view of the final part of the proof of Theorem 1.

Remark 1. We note that the conclusions of Theorem 2 are still valid if we replace inequality (C$_{14}$) with the following inequality:

d(Rx,Py)

$$A^*\left(\max\left\{ \begin{matrix} \frac{d(Qx, Py)[1 + d(Qx, Sy) + d(qx, Sy)]}{2[1 + d(Qx, Sy)]}, \\ \frac{d(Sy, Rx)[1 + d(Qx, Py) + d(Sy, Py)]}{2[1 + d(Qx, Sy)]} \end{matrix} \right\} \right) A$$

CONCLUSION

Recently, based on the concept and properties of C*-algebras, Ma et al. [10] introduced the concept of C*-algebra-valued metric spaces as a new concept which are more general than metric space replacing the set of real numbers by C*-algebras.

This paper is committed to proving common fixed point results for the pairs in setting of C*-algebra-valued metric space using weakly compatible and property (E.A), by the contractive conditions given by Pachpatte [11].

REFERENCE

[1] Aamri, M., Moutawakil, D. El. Some new common fixed point theorems under strict contractive conditions. Journal of Mathematical Analysis and Applications, 270(1), pp.181-188, (2002).

[2] Alsulami, H. H., Agarwal, R. P., Karapinar, E., Khojasteh, F. A short note on C^* - valued contraction mappings. J. Inequal. Appl. 2016(50), (2016).
[3] Bai, C. Coupled fixed point theorems in C^*- algebra - valued *b* – metric spaces withy applications. Fixed Point Theory Appl. 2016 (70), (2016).
[4] Jungck, G. Commuting mappings and fixed points. Am. Math. Mon. 1976(83), pp.261-263, (1976).
[5] Kadelburg, Z., Nastasi, A., Radenović, S., Vetro, P. Remarks on the paper "Fixed point theorems for cyclic contractions in C^*-algebra valued *b* - metric spaces. Adv. Oper. Theory, 2016(1), pp. 93-104, (2016).
[6] Kadelburg, Z., Radenović, S. Critical remarks on some recent fixed points results in C^* -algebra - valued metric spaces. Fixed Point Theory Appl. 2016(53), (2016).
[7] Kamran, T., Postolache, M., Ghiura, A., Batul, S., Ali, R. The Banach contraction principle in C^*-algebra-valued *b*-metric spaces with application. Fixed Point Theory and Applications. 2016(10), (2016).
[8] Klin - eama, C., Kaskasemay, P. Fixed point theorems for cyclic contractions in C^*- algebra - valued *b* - metric spaces. Journal of Function Spaces. (2016) Article ID 7827040, 16 page, (2016).
[9] Murphy, G. J. C^* - Algebras and Operator Theory. Academic Press, Inc., Boston, (1990).
[10] Ma, Z., Jiang, L., Sun, H. C^* -algebra-valued metric spaces and related fixed point theorems. Fixed Point Theory Appl. 2014(206), 11 page, (2014).
[11] Pachpatte, B. G. Fixed point theorems satisfying new contractive type conditions. Soochow Journal of Mathematics. 16(2), pp.173-183, (1990).
[12] Paunović, Lj., Sangurlu, M. Ansari, A. H. Fixed point results for weak S - contractions via C - class functions. UNIVERSITY THOUGHT, Publication in Natural Sciences, Vol. 9, No. 2, (2019). https://doi.org/10.5937/univtho9-21156
[13] Paunović, Lj. Resolving systems of nonlinear integral equations via C-class functions. UNIVERSITY THOUGHT, Publication in Natural Sciences, Vol. 7, No. 2, (2017). doi:10.5937/univtho7-14709.
[14] Radenović, S., Vetro, P., Nastasi, A., Quan, L. T. Coupled fixed point theorems in C^* - algebra - valued *b*-metric spaces. Scientific publication of the state University of Novi Pazar, Ser. A: Appl. Math. Inform. And Mech., 9(1) , pp. 81-90, (2017).

C-CLASS FUNCTIONS WITH COUPLED COINCIDENCE POINT RESULTS FOR A GENERALIZED COMPATIBLE PAIR IN ORDERED b - METRIC SPACES

Ljiljana R. Paunović[1], Arslan Hojat Ansari[2], Penumarthy Parvateesam Murthy[3], Nawab Hussain [4]

[1] *University in Priština-Kosovska Mitrovica, Teacher education Faculty, Nemanjina bb, 38218 Leposavić, Serbia, ljiljana.paunovic@pr.ac.rs*

[2] *Department of Mathematics, Karaj Branch, Islamic Azad University, Karaj, Iran, analsisamirmath2@gmail.com*

[3] *Department of Pure and Applied Mathematics Guru Ghasidas Vishwavidyalaya, Bilaspur (C.G.) ppmurthy@gmail.com*

[4] *Department of Mathematics, King Abdulaziz University P.O. Box 80203, Jeddah 21589, Saudi Arabia nhusain@kau.edu.sa*

Abstract

In this paper, by using the C-class functions and a new approach we present some coupled coincidence point results for a pair of mappings satisfying generalized (ϕ,ψ)-weakly contractive condition in the setting of ordered b-metric spaces.

Keywords: coupled coincidence point, generalized compatibility, mixed monotone property, C-class functions

INTRODUCTION

Guo and Lakshmikantham [9] studied the concept of coupled fixed points, they first give some existence theorems of the coupled fixed points for continuous and discontinuous operators. Later, Bhaskar and Lakshmikantham [5] studied monotone property and supported this by providing an application to the existence of periodic boundary value problems. Lakshmikantham and Ćirić [13] introduce the concept of a mixed g-monotone mapping and prove coupled coincidence and coupled common fixed point theorems for such nonlinear contractive mappings in partially ordered complete metric spaces.

In this paper, we use the notion of C-class of function which is generalization of altering distance function and by using this definition we have improved the results of Hussain, Abbas, Azam and Ahmad [14] in the setting of b-metric space and proved coupled fixed point theorem. For more about fixed point results via C-class functions see [17].

Definition 1. [8] Let X be a nonempty set and $s \geq 1$ be a given real number. A function $d : X \times X \to R^+$ is a b-metric if and only if for all $x, y, z \in X$, the following conditions are satisfied:

(b_1) $d(x, y) = 0$ if and only if $x = y$,

(b_2) $d(x, y) = d(y, x)$,

(b_3) $d(x, z) \leq s[d(x, y) + d(y, z)]$.

The pair (X, d) is called a b-metric space.

Definition 2. [6] Let (X, d) be a b-metric space. Then a sequence $\{x_n\}$ in X is called b-convergent if and only if there exists $x \in X$ such that $d(x_n, x) \to 0$, as $n \to \infty$. In

this case, we write $\lim_{n\to\infty} x_n = x$.

Definition 3. [6] Let (X,d) be a b-metric space. Then a sequence $\{x_n\}$ in X is called b-Cauchy if and only if $d(x_n, x_m)\to 0$, as $n,m\to+\infty$.

Definition 4. [6] The b-metric space (X,d) is b-complete if every b-Cauchy sequence in X b-converges.

Definition 5. Let X be a nonempty set. Then $(X, d, \preceq)$ is called a partially ordered b-metric space if and only if d is a b-metric on a partially ordered set $(X, \preceq)$.

For more on coupled fixed point theory we refer to the reviews (see, [1], [2], [3], [7], [9], [13], [14], [18]). Sevaral papers have been published on the fixed point theory of various classes of single-valued and multi-valued operators in b-metric spaces (see [7], [8], [10], [16]).

Definition 6. [5] Let $(X,\preceq)$ be a partially ordered set. The mapping $F: X\times X\to X$ is said to have the mixed monotone property if F is monotone non-decreasing in its first argument and is monotone non-icreasing in its second argument, that is, for all $x_1, x_2\in X$, $x_1\preceq x_2$ implies $F(x_1,y)\preceq F(x_2,y)$, for any $y\in X$ and for all $y_1, y_2\in X$, $y_1\preceq y_2$ implies $F(x,y_1)\succeq F(x,y_2)$, for any $x\in X$.

Lakshmikantham and Ćirić [13] generalized the concept of a mixed monotone property as follows.

Definition 7. [13] Let $(X,\preceq)$ be a partially ordered set and g a self mapping on X. A mapping $F: X\times X\to X$ is said to have a mixed g-monotone property if for all $x_1, x_2\in X$, $gx_1\preceq gx_2$ implies that $F(x_1,y)\preceq F(x_2,y)$, for any $y\in X$ and for all $y_1, y_2\in X$, $gy_1\preceq gy_2$ implies that $F(x,y_1)\succeq F(x,y_2)$, for any $x\in X$.

Definition 8. [14] An element $(x,y)\in X\times X$ is called a coupled coincidence point of the mappings $F, G: X\times X\to X$ if $F(x,y)=G(x,y)$ and $F(y,x)=G(y,x)$.

Definition 9. [14] Suppose that $F, G: X\times X\to X$ are two mappings. F is said to be G-increasing with respect to $\preceq$ if for all $x,y,u,v\in X$, with $G(x,y)\preceq G(u,v)$ we have $F(x,y)\preceq F(u,v)$.

Definition 10. [14] Let $F, G: X\times X\to X$. We say that the pair $\{F,G\}$ is generalized compatible if

$$\begin{cases} d\big(F\big(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)\big),G\big(F(x_n,y_n),F(y_n,x_n)\big)\big)\to 0\\ d\big(F\big(G(y_n,x_n),G(x_n,y_n)\big),G\big(F(y_n,x_n),F(x_n,y_n)\big)\big)\to 0\end{cases}$$

as $n\to+\infty$, whenever $\{x_n\}$ and $\{y_n\}$ are sequences in X such that

$$\lim_{n\to\infty} F(x_n,y_n)=\lim_{n\to\infty} G(x_n,y_n)=t_1$$
$$\lim_{n\to\infty} F(y_n,x_n)=\lim_{n\to\infty} G(y_n,x_n)=t_2.$$

Definition 11. [14] Let $F, G: X\times X\to X$ be two maps. We say that the pair $\{F,G\}$ is commuting if

$$F\big(G(x,y),G(y,x)\big)=G\big(F(x,y),F(y,x)\big)$$

for all $x,y\in X$.

As given in [2] Φ denotes the set of all functions $\phi:[0,\infty)\to[0,\infty)$ such that:

1. ϕ is continuous and increasing,
2. $\phi(t)=0$ if and only if $t=0$,
3. $\phi(t+s)\le\phi(t)+\phi(s)$, for all $t,s\in[0,+\infty)$.

Let Ψ be the set of all the functions $\psi:[0,+\infty)\to[0,+\infty)$ such that $\lim_{t\to r}\psi(t)>0$ for all $r>0$ and $\lim_{t\to 0^+}\psi(t)=0$.

Definition 12. [12] A function $\psi:[0,\infty)\to[0,\infty)$ is called an altering distance function if it satisfies the following conditions:

(i) ψ is monotone increasing and continuous;

(ii) $\psi(t)=0$ if and only if $t=0$.

In our results in the following section we will use the following class of functions.
$\Psi = \{\psi : [0,\infty) \to [0,\infty)$: an altering distance function$\}$.
$\Phi = \{\varphi : [0,\infty) \to [0,\infty)$: lower semi-continuous functions, $\psi(t) = 0$ if and only if $t = 0\}$ we have let $\Phi_1 = \{\varphi : [0,\infty) \to [0,\infty)$: lower semi-continuous functions, $\varphi(0) \geq 0$, $\varphi(t) > 0$, $t > 0\}$.

Definition 13. An ultra altering distance function is a continuous, mapping $\varphi : [0,\infty) \to [0,\infty)$ such that $\varphi(0) \geq 0$, $\varphi(t) \neq 0$, $t \neq 0$.
$\Theta = \{\varphi : [0,\infty) \to [0,\infty)$: an ultra altering distance function$\}$.

In Ansari [4] introduced the concept of C-class functions which cover a large class of contractive conditions.

Definition 14. A mapping $f : [0,\infty)^2 \to R$ is called C-class function if it is continuous and satisfies following axioms:

(1) $f(s,t) \leq s$
(2) $f(s,t) = s$ implies that either $s = 0$ or $t = 0$ for all $s, t \in [0,\infty)$.

Note that for some f we have $f(0,0) = 0$. We denote C-class functions as C.

MAIN RESULTS

In [14] proved coupled fixed point theorem, we improved this results in the settings of b-metric space.

Theorem 1. Let (X, $\preceq$, d) be an ordered complete b-metric space (with parameter $s > 1$). Assume that $F, G : X \times X \to X$ are two generalized compatible mappings such that F is G - increasing with respect to $\preceq$, G is continuous and has the mixed monotone property, and there exist two elements $x_0, y_0 \in X$, with $G(x_0, y_0) \preceq F(x_0, y_0)$ and $G(y_0, x_0) \succeq F(y_0, x_0)$.
Suppose that there exist $\phi \in \Phi$ and $\psi \in \Psi$, f is C-class such that

$$\phi\left(s^a d(F(x,y),F(u,v))\right) \leq f\left(\phi\left(\frac{d(G(x,y),G(u,v)) + d(G(y,x),G(v,u))}{2}\right), \psi\left(\frac{d(G(x,y),G(u,v)) + d(G(y,x),G(v,u))}{2}\right)\right) \quad (1)$$

for all $x, y, u, v \in X$, $a > 1$ with $G(x,y) \preceq G(u,v)$. Suppose that for any $x, y \in X$, there exist $u, v \in X$ such that

$$\begin{cases} F(x,y) = G(u,v) \\ F(y,x) = G(v,u). \end{cases} \quad (2)$$

Also suppose that either

(a) F is continuous or
(b) X has the following property
(i) if a non-decreasing sequence $\{x_n\} \to x$, then $x_n \preceq x$ for all n,
(ii) if a non-increasing sequence $\{y_n\} \to y$, for all n.

Then, F and G have a coupled coincidence point in X.

Proof: Let x_0, y_0 be arbitrary point in X such that
$G(x_0, y_0) \preceq F(x_0, y_0)$ and $F(y_0, x_0) \preceq G(y_0, x_0)$
(such points exist by hypothesis). From (2), there exists $(x_1, y_1) \in X \times X$ such that $F(x_0, y_0) = G(x_1, y_1)$ and $F(y_0, x_0) = G(y_1, x_1)$.
Continuing this process, we can construct two sequences $\{x_n\}$ and $\{y_n\}$ in X such that

$$F(x_n, y_n) = G(x_{n+1}, y_{n+1}), F(y_n, x_n) = G(y_{n+1}, x_{n+1}), \text{ for all } n \in N. \quad (3)$$

First we show that for all $n \in N$, we have

$$G(x_n, y_n) \preceq G(x_{n+1}, y_{n+1}) \text{ and } G(y_{n+1}, x_{n+1}) \preceq G(y_n, x_n). \quad (4)$$

As $G(x_0, y_0) \preceq F(x_0, y_0)$ and $F(y_0, x_0) \preceq G(y_0, x_0)$ as $F(x_0, y_0) = G(x_1, y_1)$ and $F(y_0, x_0) = G(y_1, x_1)$, we have $G(x_0, y_0) \preceq G(x_1, y_1)$ and $G(y_1, x_1) \preceq G(y_0, x_0)$.
Thus (4) holds for $n = 0$. Suppose now that (4) holds for some fixed $n \in N$. Since F is G-increasing with respect to $\preceq$, we have
$G(x_{n+1}, y_{n+1}) = F(x_n, y_n) \preceq F(x_{n+1}, y_{n+1}) = G(x_{n+2}, y_{n+2})$ and

$G(y_{n+2}, x_{n+2}) = F(y_{n+1}, x_{n+1}) \leq$
$F(y_n, x_n) = G(y_{n+1}, x_{n+1})$.
Hence (4) holds for all $n \in N$. For all $n \in N$, denote
$\delta_n = d(G(x_n, y_n), G(x_{n+1}, y_{n+1})) + d(G(y_n, x_n), G(y_{n+1}, x_{n+1}))$.
We can suppose that $\delta_n > 0$ for all $n \in N$. If not, (x_n, y_n) will be a coincidence point and the proof is finished. We claim that for any $n \in N$,
we have $\phi(\delta_{n+1}) \leq \phi(\delta_n)$.
Since $G(x_n, y_n) \preceq G(x_{n+1}, y_{n+1})$ and $G(y_n, x_n) \succeq G(y_{n+1}, x_{n+1})$, letting $x = x_n$, $y = y_n$,
$u = x_{n+1}$ and $v = y_{n+1}$ in (3) and using (1), we get

$$\phi\left(s^a d(G(x_{n+1}, y_{n+1}), G(x_{n+2}, y_{n+2}))\right)$$
$$= \phi\left(s^a d(F(x_n, y_n), F(x_{n+1}, y_{n+1}))\right)$$
$$\leq f\left(\phi\left(\frac{d(G(x_n, y_n), G(x_{n+1}, y_{n+1})) + d(G(y_n, x_n), G(y_{n+1}, x_{n+1}))}{2}\right),\right.$$
$$\left.\psi\left(\frac{d(G(x_n, y_n), G(x_{n+1}, y_{n+1})) + d(G(y_n, x_n), G(y_{n+1}, x_{n+1}))}{2}\right)\right)$$
$$= f\left(\phi\left(\frac{\delta_n}{2}\right), \psi\left(\frac{\delta_n}{2}\right)\right) \quad (5)$$

Similarly we have

$$\phi\left(s^a d(G(y_{n+2}, x_{n+2}), G(y_{n+1}, x_{n+1}))\right)$$
$$= \phi\left(s^a d(F(y_{n+1}, x_{n+1}), F(y_n, x_n))\right)$$
$$\leq f\left(\phi\left(\frac{d(G(y_{n+1}, x_{n+1}), G(y_n, x_n)) + d(G(x_{n+1}, y_{n+1}), G(x_n, y_n))}{2}\right),\right.$$
$$\left.\psi\left(\frac{d(G(y_{n+1}, x_{n+1}), G(y_n, x_n)) + d(G(x_{n+1}, y_{n+1}), G(x_n, y_n))}{2}\right)\right)$$
$$= f\left(\phi\left(\frac{\delta_n}{2}\right), \psi\left(\frac{\delta_n}{2}\right)\right) \quad (6)$$

Suming (5) and (6), since ϕ is non-decreasing, we obtain that
$$\phi(s^a \delta_{n+1}) \leq f\left(\phi\left(\frac{\delta_n}{2}\right), \psi\left(\frac{\delta_n}{2}\right)\right) \leq \phi\left(\frac{\delta_n}{2}\right) \Rightarrow \delta_{n+1} = \frac{1}{s^a}\delta_n \quad (7)$$
It follows that the sequence (δ_n) is monotone decreasing. Therefore, there is some $\delta \geq 0$ such that $\lim_{n\to\infty} \delta_n = \delta^+$. We shall show that $\delta = 0$. Assume on contrary that $\delta > 0$. Then taking the limit as $n \to +\infty$ (equivalently, $\delta_n \to \delta$) in (7), using the fact that $\lim_{n\to r} \psi(t) > 0$ for all $r > 0$ and ϕ is continuous, we have

$$\phi(s^a \delta) = \lim_{n\to+\infty} \phi(s^a \delta_n) \leq \lim_{n\to+\infty} f\left(\phi\left(\frac{\delta_{n-1}}{2}\right), \psi\left(\frac{\delta_{n-1}}{2}\right)\right)$$
$$= f\left(\phi\left(\frac{\delta}{2}\right), \lim_{\delta_{n-1}\to\delta} \psi\left(\frac{\delta_{n-1}}{2}\right)\right) < \phi(\delta)$$
$$\ldots \frac{1}{s^2} < \frac{1}{s}$$

a contradiction. Thus $\delta = 0$, that is
$$\lim_{n\to+\infty} \phi(d(G(x_n, y_n), G(x_{n+1}, y_{n+1}))$$
$$+ d(G(y_n, x_n), G(y_{n+1}, x_{n+1})))$$
$$= \lim_{n\to\infty} \phi(\delta_n) = 0.$$
Hence, by Jovanović et al., (see [11]) (δ_n) i.e., $(d(G(x_n, y_n), G(y_n, x_n)))$ is a b-Cauchy sequence in $X \times X$ endowed with the metric Λ defined by
$$\Lambda((x, y), (u, v)) = d(x, u) + d(y, v)$$
for all $(x, y), (u, v) \in X \times X$. Hence $(G(x_n, y_n))$ and $(G(y_n, x_n))$ are b-Cauchy sequences in (X, d). Now, since (X, d) is b-complete, there exist $x, y \in X$ such that
$$\lim_{n\to\infty} G(x_n, y_n) = \lim_{n\to+\infty} F(x_n, y_n) = x \quad \text{and}$$
$$\lim_{n\to\infty} G(y_n, x_n) = \lim_{n\to+\infty} F(y_n, x_n) = y. \quad (8)$$
Since the pair $\{F, G\}$ satisfies the generalized compatibility, from (8), we get
$$\lim_{n\to\infty} d(F(G(x_n, y_n), G(y_n, x_n)), G(F(x_n, y_n), F(y_n, x_n))) = 0 \quad (9)$$
and
$$\lim_{n\to\infty} d(F(G(y_n, x_n), G(x_n, y_n)), G(F(y_n, x_n), F(x_n, y_n))) = 0$$
Suppose that F is continuous. For all $n \geq 0$, we have

$$d(G(x, y), F(G(x_n, y_n), G(y_n, x_n)))$$
$$\leq s(d(G(x, y), G(F(x_n, y_n), F(y_n, x_n)))$$
$$+ d(G(F(x_n, y_n), F(y_n, x_n)), F(G(x_n, y_n), G(y_n, x_n)))).$$

Taking the limit as $n \to +\infty$, using (8), (9) and the fact that F and G are continuous, we have $G(x,y) = F(x,y)$. Similarly, using (8), (9) and the fact that F and G are continuous, we have $G(y,x) = F(y,x)$. Thus (x,y) is a coupled coincidence point of F and G. Now, suppose that (b) holds. By (4) and (8), we have $\big(G(x_n,y_n)\big)$ is non-decreasing sequence, $G(x_n,y_n) \to x$ and $\big(G(y_n,x_n)\big)$ is non-decreasing sequence, $G(y_n,x_n) \to y$ as $n \to +\infty$. Thus for all $n \in N$, we have

$$G(x_n,y_n) \preceq x \quad \text{and} \quad G(y_n,x_n) \succeq y. \tag{10}$$

Since the pair $\{F,G\}$ satisfies the generalized compatibility and G is continuous, we have

$$\begin{aligned} &\lim_{n\to+\infty} G\big(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)\big) = G(x,y) \\ &= \lim_{n\to+\infty} G\big(F(x_n,y_n),F(y_n,x_n)\big) \\ &= \lim_{n\to+\infty} F\big(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)\big) \end{aligned} \tag{11}$$

and

$$\begin{aligned} &\lim_{n\to+\infty} G\big(G(y_n,x_n),G(x_n,y_n)\big) = G(y,x) \\ &= \lim_{n\to+\infty} G\big(F(y_n,x_n),F(x_n,y_n)\big) \\ &= \lim_{n\to+\infty} F\big(G(y_n,x_n),G(x_n,y_n)\big). \end{aligned} \tag{12}$$

Now, we have

$$\begin{aligned} &d\big(G(x,y),F(x,y)\big) \preceq \\ &\lim_{n\to+\infty} d\big(G\big(F(x_n,y_n),F(y_n,x_n)\big),F(x,y)\big) \\ &= \lim_{n\to+\infty} d\big(F\big(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)\big),F(x,y)\big). \end{aligned}$$

Since G has the mixed monotone property, it follows from (10) that

$$G\big(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)\big) \preceq G(x,y) \quad \text{and}$$

$$G\big(G(y_n,x_n),G(x_n,y_n)\big) \succeq G(y,x).$$

Now using (1), (11) and (12), we get

$$\begin{aligned} &\phi\big(s^a d\big(G(x,y),F(x,y)\big)\big) \preceq \\ &\lim_{n\to\infty} f\Bigg(\phi\Bigg(\frac{\big(d\big(G\big(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)\big),G(x,y)\big)\big)}{2} \\ &+ \frac{d\big(G\big(G(y_n,x_n),G(x_n,y_n)\big),G(y,x)\big)}{2}\Bigg), \\ &\psi\Bigg(\frac{d\big(G\big(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)\big),G(x,y)\big)}{2} \\ &+ \frac{d\big(G\big(G(y_n,x_n),G(x_n,y_n)\big),G(y,x)\big)}{2}\Bigg)\Bigg). \end{aligned}$$

Then we obtain that $G(x,y) = F(x,y)$. Similarly, we can show that $G(y,x) = F(y,x)$.

Example 1. Let $f(s,t) = ks$, $X = [0,1]$ endowed with the natural ordered of real numbers. We endow X with the standard metric X

$$d(x,y) = |x-y|^2 \quad \text{for all } x,y \in X.$$

Then (X,d) is a complete b-metric space. Define the mappings $F,G : X \times X \to X$ as follow

$$F(x,y) = \frac{x^3 - y^3}{8}, \quad \text{if} \quad x \geq y,$$

$$F(x,y) = 0, \quad \text{if} \quad x < y,$$

and

$$G(x,y) = x^3 - y^3, \quad \text{if} \quad x \geq y$$

$$G(x,y) = 0, \quad \text{if} \quad x < y.$$

First we prove that F is G-increasing. Let $(x,y),(u,v) \in X \times X$ with $G(x,y) \preceq G(u,v)$. We consider the following cases.

Case 1: If $x < y$ then $F(x,y) = 0 \leq F(u,v)$.

Case 2: If $x \geq y$, if $u \geq v$, then

$$\begin{aligned} &G(x,y) \preceq G(u,v) \\ &\Rightarrow x^3 - y^3 \leq u^3 - v^3 \\ &\Rightarrow \frac{x^3 - y^3}{8} \leq \frac{u^3 - v^3}{8} \\ &\Rightarrow F(x,y) \preceq F(u,v). \end{aligned}$$

If $u < v$, then

$$\begin{aligned} &G(x,y) \preceq G(u,v) \\ &\Rightarrow 0 \leq x^3 - y^3 \leq 0 \\ &\Rightarrow x^3 = y^3 \\ &\Rightarrow F(x,y) = 0 \leq F(u,v). \end{aligned}$$

Thus we have F is G - increasing.

Now we prove that for any $x, y \in X$, these exist $u, v \in X$ such that

$$\begin{cases} F(x,y) = G(u,v) \\ F(y,x) = G(v,u). \end{cases}$$

Let $(x,y) \in X \times X$ be fixed. We consider the following cases.

Case 1: If $x = y$, then we have, $F(x,y) = 0 = G(x,y)$ and $F(y,x) = 0 = G(y,x)$.

Case 2: If $x > y$, then we have

$$F(x,y) = \frac{x^3 - y^3}{8} = G\left(\frac{x}{2}, \frac{y}{2}\right)$$

and $F(y,x) = 0 = G\left(\frac{y}{2}, \frac{x}{2}\right)$.

Case 3: If $x < y$, then we have

$$F(x,y) = 0 = G\left(\frac{x}{2}, \frac{y}{2}\right)$$

and $F(y,x) = \frac{y^3 - x^3}{8} = G\left(\frac{y}{2}, \frac{x}{2}\right)$.

Now we prove that G is continuous and has the mixed monotone property. Clearly G is continuous. Let $(x,y) \in X \times X$ be fixed. Suppose that $x_1, x_2 \in X$ are such that $x_1 < x_2$. We discuss the following cases.

Case 1: If $x_1 < y$, then we have,

$$G(x_1, y) = 0 \le G(x_2, y).$$

Case 2: If $x_2 > x_1 > y$, then we have

$$G(x_1, y) = x_1^3 - y^3 \le x_2^3 - y^3 = G(x_2, y).$$

Similarly, we can show that if $y_1, y_2 \in X$ are such that $y_1 < y_2$, then $G(x, y_1) \ge G(x, y_2)$.

Now, we prove that the pair $\{F, G\}$ satisfies the generalized compatibility hypothesis. Let $\{x_n\}$ and $\{y_n\}$ be two sequences in X such that

$$t_1 = \lim_{n \to +\infty} F(x_n, y_n) = \lim_{n \to +\infty} G(x_n, y_n)$$

and $t_2 = \lim_{n \to +\infty} F(y_n, x_n) = \lim_{n \to +\infty} G(y_n, x_n)$.

Then it must be that $t_1 = t_2 = 0$ and one can easily prove that

$$\begin{cases} \lim_{n \to +\infty} d\big(F(G(x_n,y_n),G(y_n,x_n)), G(F(x_n,y_n),F(y_n,x_n))\big) = 0 \\ \lim_{n \to +\infty} d\big(F(G(y_n,x_n),G(x_n,y_n)), G(F(y_n,x_n),F(x_n,y_n))\big) = 0. \end{cases}$$

Now we prove that there exist two elements $x_0, y_0 \in X$ with

$G(x_0, y_0) \preceq F(x_0, y_0)$ and $G(y_0, x_0) \succeq F(y_0, x_0)$.

Since we have $G\left(0, \frac{1}{2}\right) = 0 = F\left(0, \frac{1}{2}\right)$ and

$$G\left(\frac{1}{2}, 0\right) = \frac{1}{8} \ge \frac{1}{64} = F\left(\frac{1}{2}, 0\right).$$

Now, let $\phi, \psi : [0, \infty) \to [0, \infty)$ be defined as $\phi(t) = t$, for all $t \in [0, \infty)$, clearly $\phi \in \Phi$. We next verify the contraction (1) for all $x, y, u, v \in X$, with $G(x,y) \preceq G(u,v)$ and $G(v,u) \preceq G(y,x)$. We have

$$\begin{aligned} &\phi\left(2^4 \left(d\left(F(x,y), F(u,v)\right)\right)\right) = 16\left(d\left(F(x,y), F(u,v)\right)\right) \\ &= 16\left|F(x,y) - F(u,v)\right|^2 \\ &= \frac{16}{64}\left|G(x,y) - G(u,v)\right|^2 \\ &\le \frac{1}{4}\left[\left|G(x,y) - G(u,v)\right|^2 + \left|G(y,x) - G(v,u)\right|^2\right] \\ &= \frac{1}{2}\left[\phi\left(\frac{d\left(G(x,y), G(u,v)\right) + d\left(G(y,x), G(v,u)\right)}{2}\right)\right] \\ &= k\left[\phi\left(\frac{d\left(G(x,y), G(u,v)\right) + d\left(G(y,x), G(v,u)\right)}{2}\right)\right] \\ &= f\left\{\phi\left(\frac{d\left(G(x,y), G(u,v)\right) + d\left(G(y,x), G(v,u)\right)}{2}\right), \right. \\ &\left. \psi\left(\frac{d\left(G(x,y), G(u,v)\right) + d\left(G(y,x), G(v,u)\right)}{2}\right)\right\}. \end{aligned}$$

Where $k = \frac{1}{2}$, hence condition (1) is satisfied. Thus all the requirements of Theorem 1 are satisfied and $(0,0)$ is coupled coincidence point of F and G.

CONCLUSION

In this paper, by using the C-class functions and a new approach, we present some coupled coincidence point result for a pair of mappings satisfying generalized (ϕ, ψ)-weakly contractive conditions in the setting of ordered b-metric spaces. An application and example are given in [15].

REFERENCE

[1] Arshad, M., Karapinar, E., Ahmad, J. Some unique fixed point theorem for rational contractions in partially ordered metric spaces. J. Inequal.Appl. 2013, (2013).

[2] Alotaibi, A., Alsulami, S.M. Coupled coincidence points for monotone operators in partially ordered metric spaces. Fixed Point Theory Appl. 2011, (2011).

[3] Aghajani, A., Abbas, M., Roshan, J.R. Common fixed point of generalized weak contractive mappings in partially ordered b-metric spaces. Math. Slov. 4:941960, (2014).

[4] Ansari, A.H., Chandok, S., Ionescu, C. Fixed point theorems on b-metric spaces for weak contractions with auxiliary functions. J. Inequal. Appl. 2014:429, (2014).

[5] Bhaskar, T. G., Lakshmikantham, V. Fixed point theorems in partially ordered metric spaces and applications. Nonlinear Anal. 65,1379-1393, (2006).

[6] Boriceanu, M., Bota, M., Petrusel, A. Multivalued fractals in b-metric spaces. Cent. Eur. J. Math. 8(2):367277, (2010).

[7] Ćirić, L. B., Cakić, N., Rajović, M., Ume, J.S. Monotone generalized nonlinear contractions in partially ordered metric spaces. Fixed Point Theory Appl. 2008, (2008).

[8] Czerwik, S. Nonlinear set-valued contraction mappings in b-metric spaces. Atti. Sem. Mat. Fis. Univ. Modena, 46(2):263276, (1998).

[9] Guo, D., Lakshmikantham, V. Coupled fixed points of nonlinear operators with applications. Nonlinear Anal. 11(5), 623-632, (1987).

[10] Huang, H., Paunović, Lj., Radenović, S. On Some new fixed point results for rational Geraghty contractive mappings in ordered b- metric spaces. J. Nonlinear Sci. Appl. 8, 800-807, (2015).

[11] Jovanović, M., Kadelburg, Z., Radenović, S. Common Fixed Point Results in Metric Type Spaces. Fixed point theory and applications, vol. 2010, Article ID978121, (2010). doi: 10.1155/2010/978121.

[12] Khan, M. S., Swaleh, M., Sessa, S. Fixed point theorems by altering distances between the points. Bulletin of the Australian Mathematical Society, 30, 1-9, (1984).

[13] Lakshmikantham, V., Ćirić, L. B.Coupled fixed point theorems for nonlinear contractions in partially ordered metric spaces. Nonlinear Anal. 70, 4341-4349, (2009).

[14] Nawab, H., Mujahid, A., Akbar, A. Jamshaid, A. Coupled coincidence point results for a generalized compatible pair with applications. Fixed Point Theory and Applications, 2014:62, (2014).

[15] Paunović, Lj. Resolving systems of nonlinear integral equations via C-class functions. UNIVERSITY THOUGHT, Publication in Natural Sciences, Vol. 7, No.2, (2017). doi:10.5937/univtho7-14709.

[16] Paunović, Lj., Kaushik, P., Kumar. S. Some applications with new admissibility contractions in b-metric spaces. J. Nonlinear Sci. Appl. 10(2017),4162-4174, (2017). doi:10.22436/jnsa.010.08.12

[17] Paunović, Lj., Sangurlu, M. Ansari, A. H. Fixed point results for weak S-contractions via C-class functions. UNIVERSITY THOUGHT, Publication in Natural Sciences, Vol. 9, No. 2, (2019). https://doi.org/10.5937/univtho9-21156

[18] Wu, Y. New fixed point theorems and applications of mixed monotone operator. J. Math. Anal. Appl. 341, 883-893, (2008).

НАПРАВЛЕНИЕ 10

ФИЗИКА

SESSION 10

PHYSICS

THEORETICAL INVESTIGATION OF METALLIC CONTACTS UNDER INHOMOGENEOUS CONDITIONS

Deniz Eksi
Vacational School of Health, Yeni Yuzyil University, Istanbul, 34010, Turkey

Abstract

In this study, the properties of ideal and non-ideal contacts are investigated under nonlinear regime and inhomogeneous conditions. In the absence of an external magnetic field for gate and etching defined devices, the three-dimensional Poisson equation solves self-consistently for the given material parameters and the potential profile of the structure is obtained. In the presence of a vertical magnetic field, the spatial distribution of incompressible strips is determined taking into account the electron-electron interaction within the Thomas-Fermi screening theory. Using a local version of the Ohm's law, the current distribution is calculated with a corresponding conductivity model. It is observed that the incompressible strips can be on the edge or at the center of bulk considering different magnetic fields.

Keywords: Quantum Hall Effect, Screening, Metallic Contact

INTRODUCTION

Current and probe contacts are essential ingredients of many experimental setups concerning charge transport at low dimensional systems. The recent experimental investigations [1-5] show that, the charge distribution in the close vicinity of the contacts present inhomogeneties due to annealing processes. Such a result, clarifies that contacts cannot be taken as ideal. However, the state of art contacts are still perfectly Ohmic with a finite, nevertheless small, contact resistance.

FORMULATION OF THE PROBLEM

The main purpose of this letter is to obtain the spatial distribution of the potential, density and current within the Hall bar geometry in the presence of metal contacts. However, to obtain such quantities, one has to solve Poisson and Schroedinger equations self-consistently first, and then obtain the current distribution via solving the local Ohm's law. The most challenging part of this scheme is to obtain the current distribution considering the non-linear response regime, which essentially requires that the potential distribution is affected by the imposed high current. Hence, the potential and density profile profiles should be re-calculated while a current is driven.

We first start with an electrostatic equilibrium distribution, where fixed charges (the donors) and the boundary conditions are given. Assuming charge neutrality, the Fermi energy is fixed by the number of donors and in the absence of external magnetic field and at vanishing temperature one can obtain the electron density from the Poisson equation utilizing the given boundary conditions imposing that the potential is periodic. Fig. 1 presents the numerically obtained confinement potential Here we superimposed an impurity potential which simulates the inhomogeneous distribution of donors, stemming from the experimental findings.

The electrons are filled up to Fermi Energy at zero temperature via Eqn. 1, and hence the initial density distribution is obtained via;

$$^{2}V(r) = -\frac{\rho(r)}{\varepsilon_0}. \quad (1)$$

Using this density profile and equipped with the Landau quantization, one gathers the information on the local filling factors which

essentially connects the magnetic field to the local densities by;

$$(x, y) = 2\pi l_B^2 n_{el}(x, y), \quad (2)$$

with the magnetic length $l_B = \sqrt{\hbar/eB}$. Once the local filling factors are known, using the well justified local Ohm's law one can obtain the local current distribution by;

$$\vec{\mu}^*(r)/e = \vec{J}(r) = \hat{\sigma}(r).\vec{E}(r), \quad (3)$$

where $\mu^*(r)$ is the position-dependent electrochemical potential, $\hat{\sigma}(r)$ is a two by two tensor describing the local conductivities, and $\vec{J}(r)$ is the local current density together with the local electric field $\vec{E}(r)$.

In the presence of an external magnetic field in z-direction and a current in y-direction results in a potential generated in x-direction, namely the Hall potential. If the Hall potential generated is much smaller than the screened potential ($V_H << V_{Scr}$) one can readily obtain the self-consistent current distribution. However, once the imposed current (i.e. the potential difference between source and drain) becomes comparable with the screened potential on has to solve the above equations self-consistently.

In our work, we map a Hall bar on a 128x128 grid and solve the potential-density and density current equations self-consistently using a 3D fast Fourier transformation numerical method. The details of our scheme can be found elsewhere [5].

RESULTS AND DISCUSSION

A Hall bar geometry was designed to create 2DES 150 nm below the surface, where surface potential is pinned to the mid-gap of GaAs (-0.75 V).

The narrow Hall bar is defined by etching at the sides having a depth similar to 65 nm. The contacts are simulated by metallic regions that reside 48 nm below the surface and are kept at -0.5 V. In previous studies we calculated the current distribution across the Hall bar, where current amplitude is limited to the linear response regime [4]. Here, we extended the study to the non-linear response regime, where the external current modifies the electronic charge distribution considerably.

The non-ideal contacts are described by density fluctuations near the transition region, as indicated by experiments [1-3] which essentially influence the current distribution drastically. In Fig.2 shows the spatial distributions of electron (a) and current densities (b) considering different impurity centers for the same magnetic field value in an inhomogeneous condition. The magnetic field is set to a value where only two incompressible stripes reside along the Hall bar and the dissipative current is transmitted via the hot spots formed at the corners of the system. Such a magnetic field value corresponds to an interval at the lower edge of the quantum Hall plateau, which is essentially observed at the local scanning probe experiments by several groups. This regime is also well described by the Landaurer-Buettiker formalisim, however, in that scheme the current is supposed to be dissipationless.

Fig.3 presents a case where the bulk of the sample becomes incompressible, hence the current is confined to the center of the sample. This magnetic field value corresponds to an interval close to the end of the quantum Hall plateau (high magnetic field end). This regime is also well described by the localization theory of the quantum Hall effect. Note that, in our calculations we did not use and arguments of the localization theory. The only role of the impurities is to modify the confinement potential together with defining the local conductivities.

As a result of our calculations we can clearly state that the impurities stemming from the inhomogeneous distribution of the donors yield potential fluctuations, which are small compare to the homogeneous donor distribution. Hence the main mechanism defining current distribution comes from the

non-linear effect of the developed Hall potential, whereas the properties of the local conductivities are still impurity dependent.

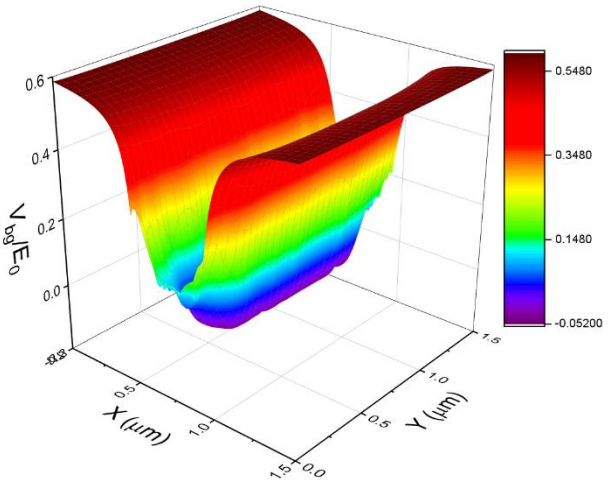


Fig. 1. *Spatial distribution of the confinement potential considering 300 impuritty centers distributed randomly at the Hall bar.*

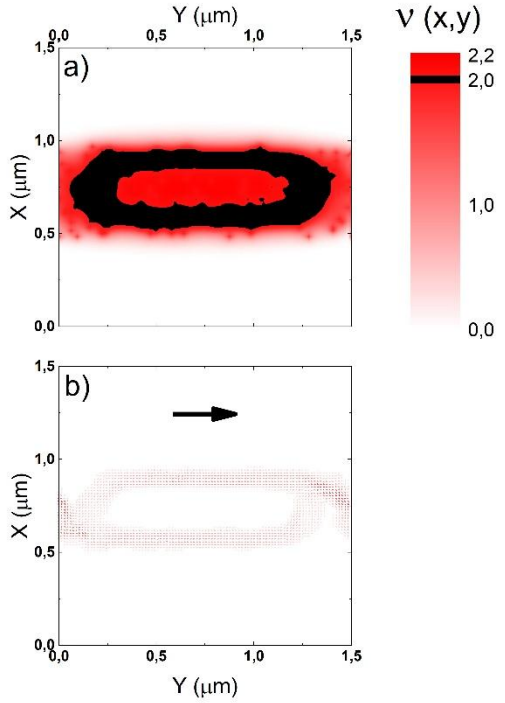


Fig. 2. *Spatial distributions of the local filling factors ν(x,y) (a), together with the current density (c) as a function of lateral coordinates. Color scale denotes density gradient, whereas arrows (red) present the amplitude and direction of the imposed excess current. We distribute (a) 150 and (b) 300 number of impurities in the bulk.*

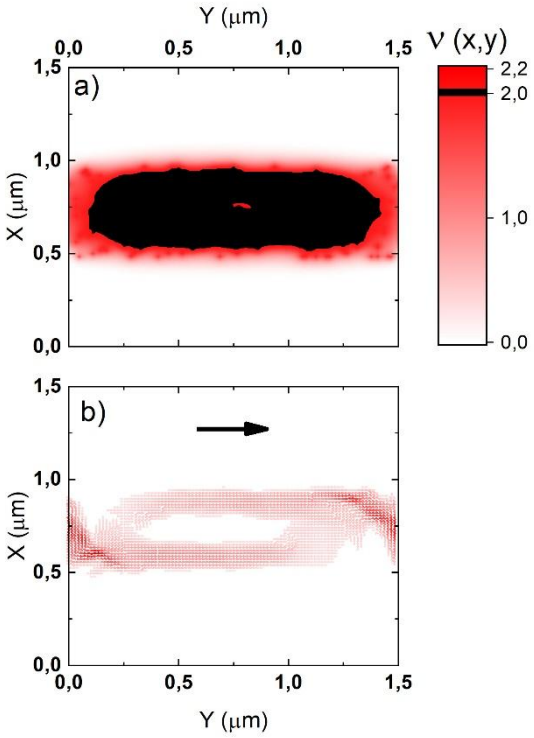


Fig. 3. *Spatial distributions of the local filling factors ν(x,y) (a), together with the current density (b) as a function of lateral coordinates. Color scale denotes density gradient, whereas arrows (red) present the amplitude and direction of the imposed excess current. We distribute (a) 150 and (b) 300 number of impurties in the bulk. The calculations are performed same as Fig 2.*

CONCLUSION

It is seen that the inhomogeneous condition causes the change of electron distribution along the Hall bar. This affects the spatial distribution of the current density. In addition, a phenomenological model is presented to discuss the inhomogeneous condition. It is believed that efforts will contribute to the understanding of ideal and non-ideal contacts, especially in the quantum hall regime.

REFERENCE

[1] E. Ahlswede, et al., Physica E 12, 165 (2002).
[2] O. Goktas, Ph.D. thesis, Stuttgart University, 2009.
[3] F. Dahlem, et al.,Phys. Rev. B **82**, 121305, (2010).
[4] D. Eksi, O. Kilicoglu, et al., Phys. Rev. B, **82**, 165308, (2010)
[5] S. Arslan et al., Phys. Rev. B, 7**8**, 125423, (2008)

THE EFFECT OF COOLING RATE ON THE CRYSTALLIZATION PROCESS OF LIQUID RHODIUM: MOLECULAR DYNAMICS SIMULATIONS

Murat Celtek[1], Unal Domekeli[2], Sedat Sengul[2]
[1]*Faculty of Education, Trakya University, 22030, Edirne - TURKEY*
[2] *Dept. of Physics, Trakya University, 22030, Edirne – TURKEY*

Abstract

In the present study, the microstructural evolution of rhodium during the heating and cooling processes was investigated by molecular dynamic simulation method using the embedded atom potentials. Five different cooling rates were used to investigate the effect of the cooling rate on the crystallization process of the system. All molecular dynamics simulation results were discussed in detail using the pair distribution function, energy temperature curves and pair analysis methods. The results have shown that the cooling rate chosen has a great effect on the development of the atomic structure of the system during the crystallization process and the liquid-solid phase transition temperature of the system.

Keywords: molecular dynamic simulaitons, liquid-solid phase, coolig rate, crystallization.

INTRODUCTION

Many materials such as amorphous and polycrystalline solids are generally prepared by applying solidification process on liquid material. In this case, the speed at which the sample will be cooled is of great importance [1,2]. Understanding what kind of changes occur in the microstructure of metallic melts during solidification is fundamental requirement in both condensed matter and material science [3, 4]. The crystallization of a liquid to form a solid in molecular dynamics (MD) simulations was first observed by Alder et al. [5] for solid sphere liquid and by Mandell et al. [6] for Lennard-Jones liquid, and then many MD simulation studies were carried out on the crystallization process of other liquids. Rhodium (Rh) element is generally used to harden Platinum and Palladium. The alloys it contains are used in laboratories, aircraft technology, and high temperature furnaces. In addition, it is also used in the production of light reflective hard surfaces, optical instruments and tools, decoration, industry and industrial production to increase electrical conductivity. These important properties have increased interest in pure Rh and its alloys both experimentally and theoretically. Although studies have been carried out on the structural development and crystallization process of pure Rh, there are still many points that are not understood about this element. In our present study, local atomic environment in Rh during the heating and cooling processes were examined by MD simulations using the embedded atom method (EAM). Five different cooling rates (10, 5, 1, 0.5 and 0.05 K/ps) were used to investigate the effects of the cooling rate on the crystallization process during the cooling. The pair distribution function (PDF) (or *g(r)*) and the pair analysis (PA) method were used to discuss the changes in the atomic structure of the system in both processes. Results obtained from MD simulations were discussed in detail in later chapters.

EXPOSITION

The EAM potential has been used to describe atomic interactions in the system throughout the MD simulation. The form of EAM representing the total energy of an atomic system is defined as follows [7].

$$E_{tot} = \frac{1}{2}\sum_{ij} V_{ij}\left(r_{ij}\right) + \sum_{i} F_i\left(\bar{\rho}_i\right). \qquad (1)$$

Here $V_{ij}(r_{ij})$ is the pair interaction energy between i and j atoms that are at a distance of r_{ij} from each other. F_i is the embedding energy of atom i, and is defined as a function of the host electron density $\bar{\rho}_i$.

$$\bar{\rho}_i = \sum_{j \neq i} \rho_j\left(r_{ij}\right) \qquad (2)$$

In our study, the EAM data set parameterized by Sheng et al. was used [8]. All MD simulations were employed by DLPOLY open source package program [9]. The initial conditions of Rh were arranged in the ideal face-centered (fcc) structure and a total of 6912 (12x12x12x4) atoms were placed in the cubic cell, and periodic boundary conditions were applied through all three directions of the simulation box. MD simulations were carried out in the NPT ensemble during the heating and cooling processes, and Berendsen thermostat and barostat were used in these processes to keep temperature and pressure under control. In order to determine the new configurations of the atoms in the system, Newton's equations of motion were solved, and time step of 1 fs and Leapfrog Verlet algorithm were used for this. Initially, the system was equilibrated at the room temperature with a 1,000,000 MD step to relieve the stress on the system, and then it was cooled to 0 K in the same MD step. The system was then heated from 0 K to 3200 K with ΔT = 100 K increments. The system, which was ensured to be liquid at 3200 K, was cooled to 300 K with five different cooling rates (10, 5, 1, 0.5 and 0.05 K/ps) and ΔT = 100 K steps. In order to determine both melting and crystallization temperatures (T_c) more sensitively, the temperature decrement was chosen as ΔT = 20 K in the relevant regions.

The temperature-dependent evolution of the total energy per atom obtained during the heating and cooling processes is given in Fig. 1 comparatively. The inset in Fig. 1 depicts only the energy temperature (E-T) curves obtained during the cooling process between 300-1400 K. During the heating, the E-T curve increased almost linearly between 300 K and 2120 K depending on the temperature, while a sudden jump in the E-T curve has been observed between 2120 K and 2140 K. This sudden and sharp change in the E-T curve is a clear indication that the solid Rh has changed its phase and transitioned to a liquid structure. The temperature where this sudden change begins is called the melting temperature (T_m=2120±10 K), while the point where the sudden increase ends is called the liquid temperature (T_l=2140±10 K). There is a very small difference of -5.19% between the T_m = 2120 K obtained from the MD simulation and the experimental T_m = 2236 K [10]. This is an indication that the selected EAM potential can well estimate the liquid properties as well as the solid properties of the system. The E-T curves obtained from the five cooling rates almost overlap with the heating E-T curve in the supercooled and liquid region, reflecting that the atoms can move fast enough at high temperatures for all systems. With the decreasing temperature, changes occur in the slopes of the E-T curves depending on the cooling rate. The first sharp break observed in the E-T curves during the cooling process occurred between 1160-1140 K and 1160-1120 K for the slowest cooling rates of 0.05 and 0.5 K/ps, respectively. This break in E-T curves is very abrupt and sharp, as in the E-T curve obtained from heating. This behavior also indicates that the system transfers from liquid to crystalline structure for these cooling rates. Although similar behavior has been observed for other cooling rates, depending on the cooling rate, changes in the E-T curves become softer compared to slow cooling rates, and these changes become imperceptible at the fastest cooling rates. These slow transitions indicate that the system passes from liquid to a crystal-like structure.

In the present study, the T_c temperatures of the system have been calculated as 760±10, 860±10, 1040±10, 1120±10 and 1140±10 K from the E-T curves for 10, 5, 1, 0.5 and 0.05 K/ps cooling rates, respectively.

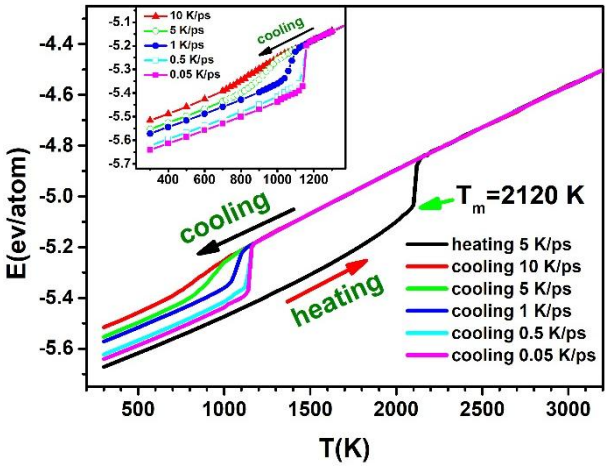


Fig. 1. *Evolution of energy curves as a function of temperature during the heating and cooling process.*

T_c temperatures determined as a function of the logarithm of the cooling rate for Rh are given in Fig. 2. No linear relationship has been observed between the cooling rate and T_c. Instead, it has been observed that as the cooling rate of the system decreases, the crystallization temperature point increases parabolically towards higher temperatures. This result is related to the MD simulation step that is introduced to the system in the cooling process, that is, the increase in the time allowing the system to equilibrate shows that the liquid-solid phase transition in the system pulls to higher temperatures. Moreover, the MD simulation results show that the cooling rate chosen has a large effect on the microstructure of the system.

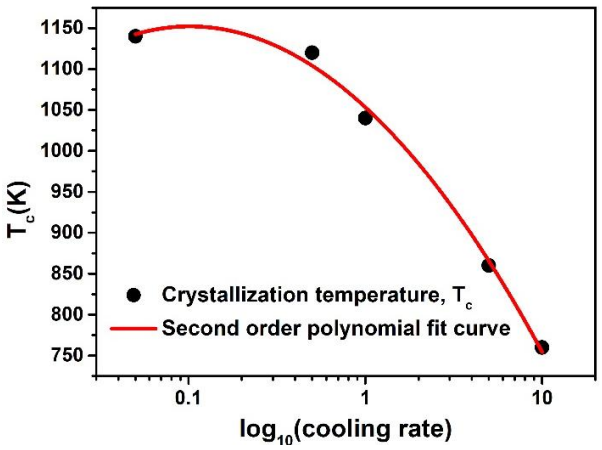


Fig. 2. *Change of T_c as a function of the logarithm of the cooling rate.*

In order to analyze the crystal-liquid and liquid-crystal phase transitions occurring in the system during the heating and cooling processes, we used *g(r)* curves, which are widely preferred in MD simulation methods. The form of *g(r)* used in MD simulations is as follows.

$$g(\mathrm{r}) = \frac{V}{N^2}\left\langle \sum_{i=1}^{n} \frac{n(\mathrm{r})}{4\pi r^2 \Delta r} \right\rangle \qquad (3)$$

Here *N*, *V* and *n(r)* show the number of atoms in the MD simulation box, the volume of the box, and the number of particles in the range *r* to *r* + *Δr*, respectively. In order to see the effect of the cooling rate on the temperature-dependent change of Rh's structure, the *g(r)* curves calculated for the slowest (0.05 K/ps) and fastest (10 K/ps) cooling rates at different temperatures are comparatively given in Figs. 3a-3b with the *g(r)* curves obtained during the heating process at the same temperatures. The results of other cooling rates are not shown here to avoid duplication. The heating curves given for 2700 K overlap with the *g(r)* curves obtained for both cooling rates. This indicates that the system is a liquid that has reached equilibrium at this temperature. Differences begin to occur in the peak heights and the positions of these peaks of the *g(r)* curves obtained from the heating and cooling process depending on the decreasing temperature. In the g(r) curves obtained for both cooling rates at lower temperatures, more pronounced and sharp peaks have been formed as in the ideal *FCC* structure during the heating process. The peaks of the curves obtained for 10 K/ps are shallower than those of the heating curves, while the *g(r)* at 900 and 300 K for 0.05 K/ps are in good agreement with the heating curves. These results show that crystal nucleation can develop more rapidly if the system is given enough time to equilibrate. Fig. 3(c) depicts the comparison of the calculated *g(r)* curves at 300 K for heating and five different cooling rates. From this figure, it can be clearly seen that all peak heights of the *g(r)* decrease with increasing cooling rate. These findings show that the cooling rate used has great effects on the crystal nucleation that occurs in the system and the development of this nucleation with decreasing temperature.

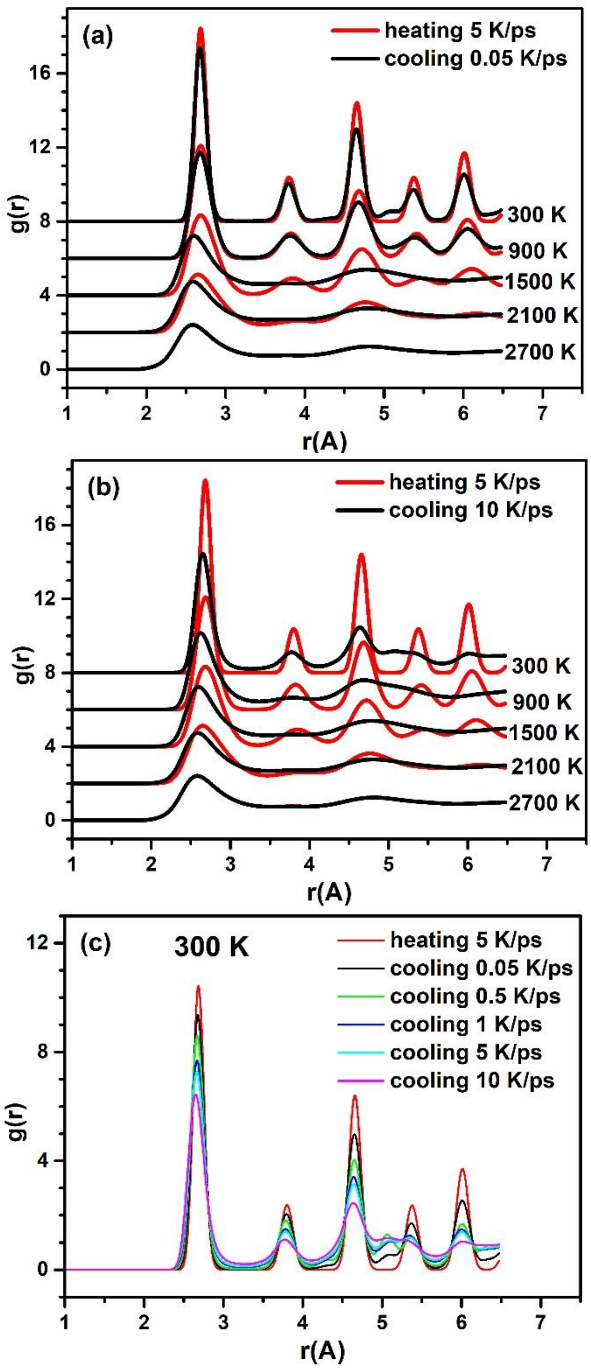


Fig. 3. *Comparison of the g(r) curves obtained at different temperatures with the cooling rates of (a) 0.05 K/ps and (b) 0.5 K/ps with the g(r) curves obtained from the heating process. (c) Heating and cooling g(r) curves at 300 K.*

We used the pair analysis (PA) method [11, 12] to better define the cooling rate-dependent liquid-solid phase transition. Readers can find more detailed information about this method in [1, 12–14] resources. We used OVITO software [15] for the visualization of the MD box and for PA. Snapshots of the simulation box at 300 K and the distribution of crystalline (or other) clusters for all cooling rates are given in Fig. 4. It has been observed that the fraction of FCC and HCP type clusters in the system increased as the cooling rate decreased. It is interesting that FCC type clusters are dominant for 0.05 K/ps while HCP type clusters are more dominant for 0.5 K/ps. These results are also an indication of what kind of effects the chosen cooling rate can have on the system.

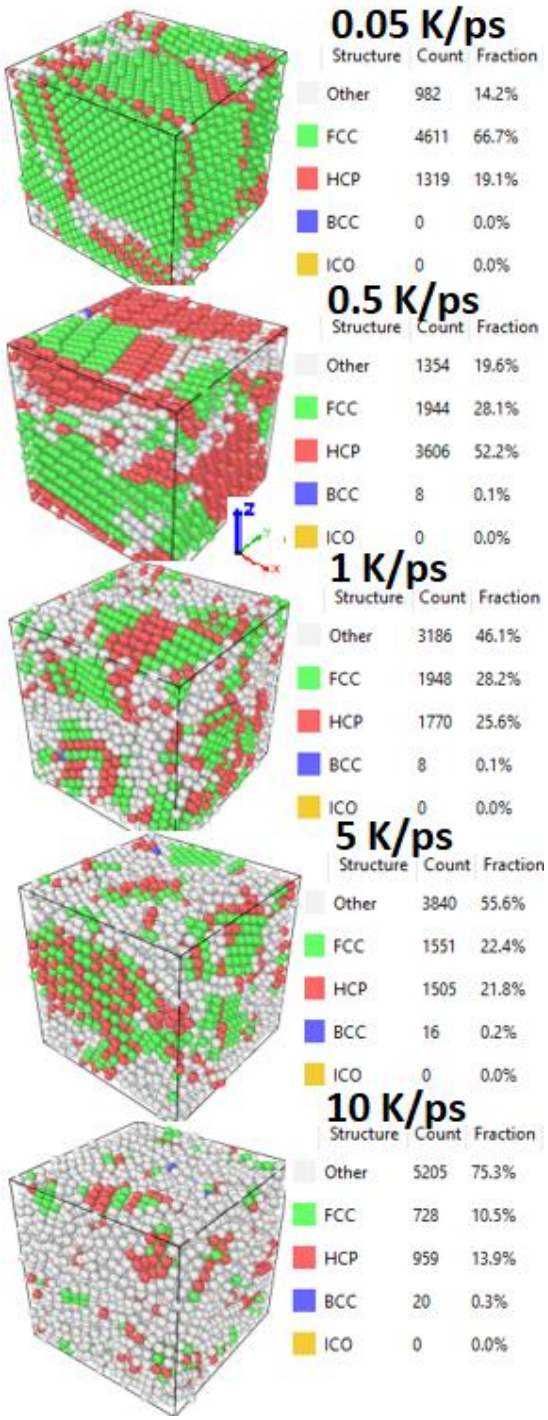
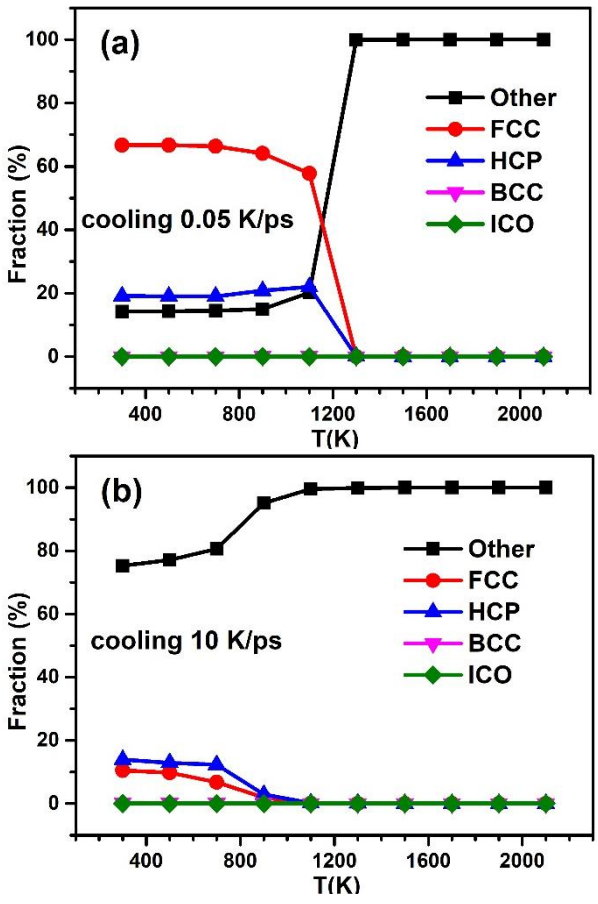


Fig. 4. *PA analysis results and snapshots at 300 K for five cooling rates.*

Figs. 5(a)-(b) show the variation of the PA fractions obtained for the fastest and slowest cooling rates as a function of temperature. It

can be clearly seen from the figures that the clusters we call "Other", which are mostly found in liquid systems at high temperatures, are dominant in both cooling rates. In both simulations, there has been a sudden increase in FCC and HCP type clusters during the liquid-solid phase transition and a sudden decrease in the number of "Other" clusters as a result. This means that during the cooling, the liquid Rh changes its phase, transforming into a FCC + HCP-like crystal structure. These results are also consistent with the results obtained and discussed for the g(r)s above. Fig. 5(c) presents a comparison of the PA results calculated at 300 K for five cooling rates. The slower the system is cooled, the higher the number of FCC and HCP crystal clusters. The predominance of FCC crystal clusters for 0.05 K/ps cooling rate may mean that if the system is cooled even more slowly, it may return to its ideal FCC structure. As a result, it has been observed that the cooling rate is very effective in the development of the atomic structure of the system, determination of the T_c and the formation of crystal clusters.



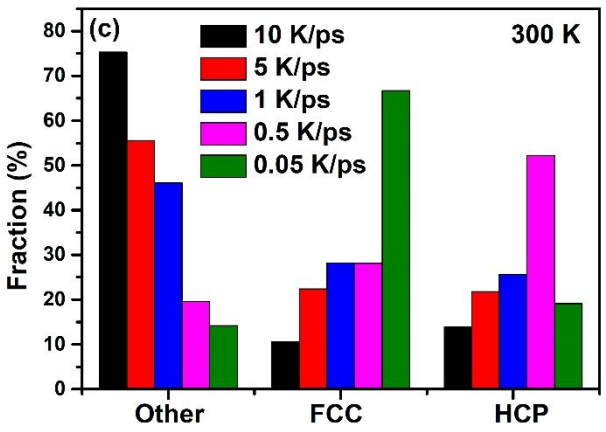


Fig. 5. *PA fractions as a function of temperature for (a) 0.05 K/ps and (b) 10 K/ps. (c) PA fractions at 300 K for five cooling rates.*

CONCLUSION

In the present study, changes in the atomic structure of Rh during the heating and cooling processes have been investigated by the MD simulations method using the EAM potentials. The liquid-crystal phase transition that occurred in the system during the cooling has been investigated using five different cooling rates. It has been observed that as the cooling rate decreased, the peak heights and positions of the *g(r)* curves of heating and cooling obtained at low temperatures were more consistent. Similarly, PA results show that FCC type crystal clusters are dominant in the slower cooled system. All these results show that the cooling rate in MD simulations has a significant influence on the structural development of the liquid Rh, the crystallization process and the evolution of its microstructure.

REFERENCE

[1] Çeltek M, Güder V. Sıvı Vanadyumun Kristalizasyon Sürecine Soğutma Oranı Etkisinin Moleküler Dinamik Benzetim Metodu ile İncelenmesi. Erzincan Üniversitesi Fen Bilim Enstitüsü Derg 2020; 13: 730–745.

[2] Celik FA. Molecular dynamics simulation of crystallization of amorphous aluminium modelled with EAM. Bitlis Eren Univ J Sci Technol 2012; 2: 44–48.

[3] Celtek M, Sengul S. The characterisation of atomic structure and glass-forming ability of the Zr–Cu–Co metallic glasses studied by molecular dynamics simulations. Philos Mag 2018; 98: 783–802.

[4] Celtek M, Sengul S. Thermodynamic and dynamical properties and structural evolution of binary Zr80Pt20 metallic liquids and glasses: Molecular dynamics simulations. J Non Cryst Solids 2018; 498: 32–41.
[5] Alder BJ, Wainwright TE. Phase Transition for a Hard Sphere System. J Chem Phys 1957; 27: 1208–1209.
[6] Mandell MJ, McTague JP, Rahman A. Crystal nucleation in a three- dimensional Lennard- Jones system. II. Nucleation kinetics for 256 and 500 particles. J Chem Phys 1977; 66: 3070–3075.
[7] Daw MS, Baskes MI. Embedded atom method: derivation and application to impurities,surfaces and other defects in metal. Phsical Rev B 1984; 29: 6443–6453.
[8] Sheng H. https://sites.google.com/site/eampotentials/Rh , Retrieved September 25, 2020.
[9] Smith W, Forester TR. DL_POLY_2.0: A general-purpose parallel molecular dynamics simulation package. J Mol Graph 1996; 14: 136–141.
[10] Kittel C. *Introduction to Solid State Physics*. New York: John Wiley & Sons Inc., 1986.
[11] Honeycutt JD, Andersen HC. Molecular Dynamics Study of Melting and Freezing of Small Lennard- Jones Clusters. J Phys Chem 1987; 91: 4950–4963.
[12] Çeltek M, Şengül S. Effects of cooling rate on the atomic structure and glass formation process of Co90Zr10 metallic glass investigated by molecular dynamics simulations. Turkish J Phys 2019; 43: 11 – 25.
[13] Sengul S, Celtek M. Pressure Effects on the Structural Evolution of Monatomic Metallic Liquid Hafnium. BEU J Sci 2018; 7: 144–158.
[14] Çeltek M, Şengül S, Dömekeli Ü. Hızlı Soğutma Sürecinde Dörtlü Zr48Cu36Ag8Al8 İri Hacimli Metalik Camının Atomik Yapısının Gelişimi. Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilim Enstitüsü Derg 2019; 23: 954–962.
[15] Stukowski A. Visualization and analysis of atomistic simulation data with OVITO-the Open Visualization Tool. Model Simul Mater Sci Eng 2010; 18: 015012.