TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO

UNITECH 2021 GABROVO

INTERNATIONAL
SCIENTIFIC CONFERENCE

SELECTED PAPERS

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ГАБРОВО

МЕЖДУНАРОДНА НАУЧНА КОНФЕРЕНЦИЯ

УНИТЕХ 2021 ГАБРОВО

СБОРНИК ДОКЛАДИ

19 – 20 НОЕМВРИ 2021
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. 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'21

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, 2021
Университетско издателство "Васил Априлов" – Габрово, 2021

TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO

INTERNATIONAL
SCIENTIFIC CONFERENCE

UNITECH 2021 GABROVO

PROCEEDINGS

19 - 20 NOVEMBER 2021
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. 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'21

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

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

© TECHNICAL UNIVERSITY OF GABROVO, 2021
© UNIVERSITY PUBLISHING HOUSE "V. APRILOV" – GABROVO, 2021

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. 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

THEMATIC SESSIONS

- **Electrical Engineering**
- **Electronics and Sensors Technics**
- **Communication Engineering and Technologies**
- **Computer Systems, Computer Technologies and Automation**
- **Technologies in Mechanical Engineering and Design of Machines and Instruments**
- **Hydraulics, Pneumatics and Heat Engineering and Mechatronics, Metrology and Quality Management**
- **Social Sciences and Humanities, Organization and Management, Educational Technologies, Entrepreneurship and Economy**
- **Chemistry, Physics and Ecology**

C O N T E N S

PLENARY REPORT

AEROGELS – NEW MATERIALS WITH PROMISING APPLICATIONS 7
Stoyan Gutzov, Dimitar Shandurkov, Nina Danchova
Sofia University "St. Kliment Ohridski", Sofia, Bulgaria

ELECTRICAL ENGINEERING

SOLAR RADIATION ATLAS IN NORTHERN PART OF THE REPUBLIC OF SRPSKA 16
Ivana S. Radonjić[1], Tomislav M. Pavlović[1], Dragoljub Lj. Mirjanić[2], Galina I. Sazhko[3]
[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
[3]Ukrainian engineering pedagogics academy, Kharkov, Ukraine

POWER SWITCHES STRESS ON A RESONANT CONVERTER AT A VARIABLE FREQUENCY CONTROL 21
Angel Lichev
University of Food Technologies – Plovdiv, Bulgaria

LED LIGHTING TECHNOLOGIES FOR DISINFECTION OF THE HUMAN ENVIRONMENT 26
Pylyp Hovorov[1], Anastasiia Kindinova[1], Iryna Ivankova[1], Kateryna Hovorova[1]
[1] O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv

ANN APPROACH FOR MAGNETIC GEAR DESIGN OPTIMIZATION 30
Miglenna Todorova[1], Iliana Marinova[1], Valentin Mateev[1]
[1] Technical University of Sofia, Department of Electrical Apparatus, Sofia 1156, Bulgaria

MACHINE LEARNING APPROACH FOR ELECTRIC ARC DISCHARGE PARAMETERS ESTIMATION 35
Valentin Mateev[1], Martin Ralchev[1], Iliana Marinova[1]
[1] Technical University of Sofia, Department of Electrical Apparatus, Sofia 1156, Bulgaria

RESEARCH BREAK TIME OF RESIDUAL CURRENT DEVICE 40
Tsvyatko Kolev Varbov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

COMPARISON OF SOME PARAMETERS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF DIMERS 44
Tsvyatko Kolev Varbov, Krasimir Marinov Ivanov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

MEASUREMENTS OF THE PARAMETERS OF PARTIAL DISCHARGES OF MEDIUM VOLTAGE MOTORS 52
Panayot Ivanov Yankov, Krasimir Marinov Ivanov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

INDUCED VOLTAGES FROM ELECTRIC LINES OF RAILWAY TRANSPORT 57
Krasimir Marinov Ivanov, Petar Kolev Petrov,
Tsvyatko Kolev Varbov, Georgi Conev Velev
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

INVESTIGATION THE EFFECTS OF COMPENSATION OF REACTIVE LOADS IN NONLINEAR REGIMES ON THE RELIABILITY OF ELECTRICITY 63
Iliev I.H.[1], Panchev H.I.[2], Todorov V.V.[3]
[1]University of Mining and Geology, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment
[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment
[3] University of Mining and Geology, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment

RELIABILITY STUDY OF MEDIUM VOLTAGE GRIDS IN CASE OF POOR POWER QUALITY 68
Iliev I.H.[1], Panchev H.I.[2], Todorov V.V.[3]
[1] Sofia University of Mining and Geology, Department of Electrification of Mining Production,
[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment,
[3] Sofia University of Mining and Geology, Department of Electrification of Mining Production

APPLICATION OF METHODOLOGY FOR CURRENT SIGNATURE ANALYSIS FOR DIAGNOSIS OF SHIP POWER PLANTS 73
Yulian Yordanov, Milen Duganov, Plamen Parushev, Valentin Gyurov
Technical University of Varna, Bulgaria

PRACTICAL APPROACH FOR DETERMINATION OF POWER TRANSFORMERS PARAMETERS IN SIMULATIONS MODELS OF SHIPBOARD ELECTRICAL SYSTEMS 77
Milen Duganov, Plamen Parushev, Valentin Gyurov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

RESEARCH AND ANALYSIS OF INDUCED VOLTAGES FROM URBAN ELECTRIC TRANSPORT 83
P. K. Petrov, Kr. M. Ivanov, G. Ts. Velev, Ts. K. Varbov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

MATHEMATICAL MODELS FOR DETERMINING THE CONSUMED AND GENERATED REACTIVE POWER FROM ELEMENTS OF THE POWER SUPPLY SYSTEMS OF INDUSTRIAL SITES 87
E. R. Kartselin[1], G. Ts. Velev[2], N. S. Minekov[3], Ts. K. Varbov[2], R. A. Alexandrov[1]
[1]University of Mining and Geology "St. Ivan Rilski" – Sofia, Bulgaria
[2]Technical University of Gabrovo, Bulgaria
[3]Assarel-Medet JSC, Bulgaria

ELECTRONICS AND SENSORS TECHNICS

GENERALIZATION OF A NEW THEORY OF FIR DIGITAL FILTERS INTENDED FOR IMPULSE SIGNALS 93
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

INFINITE IMPULSE RESPONSE DIGITAL FILTER FOR PULSE SIGNAL PERIODS 98
Perišić Đurđe[1], Miroslav Bojović[2]
[1] Faculty of Information Technology, Slobomir P University, Slobomir, BiH
[2] School of Electrical Engineering, University of Belgrade, Beograd, Serbia

COMPUTER ANALYSIS OF MAGNETIC FLUX DISTRIBUTION IN WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEMS 103
Desislav Iliev[1], Nikolay Madzharov[2]
[1] Technical University of Gabrovo, Bulgaria

IMPROVED PERTURB AND OBSERVE MAXIMUM POWER POINT TRACKING METHOD WITH THERMOELECTRIC GENERATOR MODEL 107
Hayati Mamur[1], Mehmet Ali Üstüner[2]
[1,2]Manisa Celal Bayar University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Manisa, Turkey

SIMULINK MODEL OF SEEBECK THERMOELECTRIC MODULE FOR POWER GENERATION 111
Hayati Mamur[1], Mehmet Ali Üstüner[2]
[1,2]Manisa Celal Bayar University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Manisa, Turkey

ALGORITHM OF CONTROL OF TWO-PHASE INTERLEAVED DC - DC CONVERTER WITH ADDITIONAL MEASURING SYSTEM 115
Evgeni Malev[1]
[1] Technical University of Varna, Bulgaria

CONTROL OF AN INVERTER WITH SIC TRANSISTORS FOR INDUCTION HEATING 120
Dobroslav Dankov, Petko Marinov
Technical University of Gabrovo, Department of Electronics, Bulgaria

MODEL-BASED OPTIMIZATION OF SERIAL RESONANCE INVERTER WITH REVERSE DIODES 127
Nikolay Hinov, Bogdan Gilev, Stoyan Popov
Technical University of Sofia, Bulgaria

QUASI-DIGITAL CONSTANT DC CURRENT SENSOR 132
Aleksandar Žorić[1], Vladimir Rajović[2], Nikola Žorić[1]
[1] Faculty of technical sciences-University of Priština, Serbia
[2] School of electrical engineering-University of Belgrade, Serbia

CONTACTLESS DEVICE FOR DETERMINING THE DIRECTION OF ROTATION 139
S.V. Lozanova[1], M.L. Ralchev[1]
[1] Institute of Robotics at Bulgarian Academy of Sciences "Acad. G. Bonchev" Str., Bl.2, Sofia 1113, Bulgaria

COMMUNICATION ENGINEERING AND TECHNOLOGIES

EMF MEASUREMENT USING MULTI-TURN ROTATION OF THE SCANNING ANTENNA 146
Kliment Angelov, Hristo Hristov
Technical University of Sofia, Bulgaria

PREDICTION OF COMMUNICATION TRAFFIC LOAD BY ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS 150
Ivelina Balabanova, Stanimir Sadinov, Dionisia Daskalaki, Georgi Georgiev
Technical University of Gabrovo, Department of Communications Equipment and Technologies, Bulgaria

BALANCE OF EFFICIENCY AND QUALITY INDICATORS IN RADIO FREQUENCY AMPLIFIER CLASS F 156
Miroslav Tomov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

TECHNICS FOR EXACT TIME SERIES PREDICTION WITH NEURAL NETWORKS 161
Vasil Shterev, Nikolay Hinov
Technical University of Sofia, Bulgaria

SIMULATION STUDIES OF SATELLITE DIGITAL TELEVISION SIGNAL ACCORDING TO DVB-S2 STANDARD 167
Panagiotis Kogias[1], Stanimir Sadinov[2], Seyhan Myumyunali[2], Ana Sindrakovska [2], Boyan Karapenev[2]
[1] International Hellenic University - Kavala Campus, Greece
[2] Technical University of Gabrovo, Bulgaria

ROBUSTNESS OF THE SD WATERMARKING ALGORITHM IN IS MAPPING USING COMB FILTERING 174
Bojan Prlinčević[1], Zoran Milivojević[2]
[1] Kosovo and Metohija Academy of Applied Studies, Dositejeva bb, 38218 Leposavic, Serbia Organization
[2] Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, A. Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia

ESTIMATION THE FUNDAMENTAL FREQUENCY OF THE SPEECH SIGNAL USING AUTOCORRELATION ALGORITHM 180
Zoran Milivojević[1], Bojan Prlinčević[2], Dijana Kostić [3]
[1] Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, A. Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia
[2] Kosovo and Metohija Academy of Applied Studies, Dositejeva bb, 38218 Leposavic, Serbia
[3] Geonais, Svetozara Markovića 1/L2, 18000 Niš, Serbia

OPTIMIZATION OF THE LANCZOS KERNEL PARAMETER FOR INTERPOLATION IMAGE 186
Nataša Savić[1], Zoran Milivojević[1]
[1] The Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, Aleksandra Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia

COMPUTER SYSTEMS, COMPUTER TECHNOLOGIES AND AUTOMATION

VOLATILITY INDEX ESTIMATION BY REVERSE ENGINEERING 191
Todor Balabanov
Bulgarian Academy of Sciences Institute of Information and Communication Technologies

PARETO FRONT ESTIMATION WITH A HEURISTIC SINGLE-OBJECTIVE SOLVER 197
Todor Balabanov
Bulgarian Academy of Sciences Institute of Information and Communication Technologies

SIMULATION ENVIRONMENT FOR STUDY OF LORAWAN TECHNOLOGY 202
Diyan Dinev[1], Kaloyan Genov[1]
[1] Technical University of Varna, Bulgaria

MOBILE ROBOT CONTROL USING ROBOT OPERATING SYSTEM 209
Uroš Pešović[1], Marko Marković[1], Velibor Trifunović[1], Slađana Đurašević[1], Željko Jovanović[1]
[1] Faculty of technical sciences Čačak, University of Kragujevac, Serbia

SIMULATION ENVIRONMENT FOR STUDY OF BLUETOOTH LOW ENERGY TECHNOLOGY 213
Aydan Haka, Yordan Yordanov
Technical University of Varna, Bulgaria

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A TEMPERATURE MONITORING SYSTEM 219
Diyan Dinev, Delcho Angelov
Technical University of Varna, Bulgaria

RESEARCH AND ANALYSIS OF ANTI-WINDUP TECHNIQUES IN THE CONTROL SYSTEMS 224
Georgi Mihalev, Stanimir Yordanov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

INTRODUCTION AND COMPARISON OF SOFTWARE PLATFORMS FOR MACHINE LEARNING 231
Aleksandar Lubenov, Georgi Mihalev
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

HUMIDITY SENSOR ELEMENTS BASED ON Ce, Zn AND V-DOPED Ti-Si-O SURFACE LAYERS 237
Nedyu Nedev[1], Zvezditza Nenova[1], Stephan Kozhukharov[2], Toshko Nenov[1]
[1] Technical University of Gabrovo, Bulgaria
[2] University of Chemical Technology and Metallurgy – Sofia, Bulgaria

SCALED ANTI-SYNCHRONIZATION BETWEEN TWO THIRD-ORDER CHAOTIC SYSTEMS WITH DOUBLE ATTRACTORS 243
Dragomir Chantov, Hristina Stoycheva
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

LOW-COST SENSOR MODULE FOR GAS MEASUREMENTS.....249
Stefan Ivanov, Todor Todorov, Toshko Nenov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

TECHNOLOGIES IN MECHANICAL ENGINEERING AND DESIGN OF MACHINES AND INSTRUMENTS

THE HEURISTIC ALGORITHMS USED IN THE OPTIMIZATION OF LAMINATED COMPOSITE STRUCTURES: A REVIEW.....254
Fatih KARAÇAM, İbrahim Batuhan ÇANCI
Trakya University, Department of Mechanical Engineering, 22030, Edirne, Turkey

MATERIALS WITH IMPROVED HEAT-PHYSICAL PROPERTIES FOR BALLONETS OF HYBRID AIRSHIP.....260
Pavlyk Petro [1], Salenko A.[2], Chencheva O.[3] Shchetynin V.[4]
[1] National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"
[2] National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"
[3] Kremenchug Mykhailo Ostrogradskyi National University
[4] Kremenchug Mykhailo Ostrogradskyi National University

FORMATION OF INTERNAL THREADS WITH TAPS.....265
Hristo Radev
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

SELECTION OF FILTER PARTITION MATERIAL FOR ULTRASONIC CAVITATION FILTRATION.....271
Andrii Zilinskyi
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

HYDRAULICS, PNEUMATICS AND HEAT ENGINEERING AND MECHATRONICS, METROLOGY ANG QUALITY MANAGEMENT

GENERAL ANALYSIS OF SCHEME FOR ELECTROHYDRAULIC POSITIONING ACTUATORS.....276
Li Qiang, Uzunov Oleksandr
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine

METHODS FOR INTENSIFICATION OF THE TRANSFER PHENOMENON IN THE CHEMICAL TECHNOLOGICAL PROCESS OF ELECTROLYSIS.....280
Nochnichenko Ihor, Jakhno Oleg
National technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine

RHEOLOGICAL PROPERTIES OF FOAMING AGENTS USED BY UKRAINIAN FIREFIGHTERS 284
Stas S. V.[1], Kolesnikov D. V.[1], Bychenko A. O.[1], Koval O. D.[2]
[1]Cherkasy Institute of Fire Safety named after Chornobyl Heroes of National University of Civil Defence of Ukraine
[2]National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

ANALYSIS OF NET ENERGY CONSUMPTION FOR COOLING HOTEL BUILDINGS 290
Mariya Raykova, Ivaylo Tsvyatkov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

OPTIMIZATION OF THE PARAMETERS OF THE ENCLOSING ELEMENTS OF BUILDINGS IN HEATING AND COOLING MODE 296
Mariya Raykova, Ivaylo Tsvyatkov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

COMMUTATION-MODULATION METHOD AND MEANS OF DETERMINING ACUPUNCTURE POINTS 302
Konstantyn Shevchenko[1], Oleksiy Yanenko[1], Mikhail Prokofiev[2], Sergey Peregudov[1], Vasyl Kuz[3]
[1] *Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute*
[2] *Vasyl Stus Donetsk National University*
[3] *Ternopil Ivan Puluj National Technical University*

ANALYSIS OF MEASUREMENT UNCERTAINTY BUDGET FOR ELECTRICAL POWER QUALITY SIGNAL GENERATOR 306
Milan Simić, Dragan Živanović, Goran Miljković
University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia

SOCIAL SCIENCES AND HUMANITIES, ORGANIZATION AND MANAGEMENT, EDUCATION TECHNOLOGIES, ENTREPRENEURSHIP AND ECONOMY

INDUSTRY 4.0: ASSESSING THE LEVEL OF ADVANCED DIGITAL TECHNOLOGIES IN THE EU COUNTRIES USING INTEGRATED ENTROPY–TOPSIS METHODS 311
Sanela Arsić, Milena Gajić
University of Belgrade, Technical Faculty in Bor, Bor, Serbia

REMOTE ENGINEERING LABORATORY EXPERIMENTS FOR DISTANCE LEARNING CONCEPTS IN COVID-19 CONDITIONS 317
Đorđe Damnjanović, Dejan Vujičić, Marina Milošević, Dijana Stojić
Faculty of Technical Sciences Čačak, University of Kragujevac, Serbia

CHEMISTRY, PHYSICS AND ECOLOGY

APPLICATION OF CARBOHYDRATE ESTERS AS CO-PLASTICIZERS AND BIODEGRADABLE ADDITIVES IN PLASTICS 323
Dragomir Vassilev[1], Nadezhda Petkova[2], Milka Atanasova[3], Milena Koleva[1], Panteley Denev[2]
[1]Technical University of Gabrovo, Department of Mathematics, Informatics and Natural Sciences
[2]University of Food Technologies, Plovdiv, Department of Organic and Inorganic Chemistry
[3]Technical University of Gabrovo, Department of Materials Science and Mechanics of Materials

INVESTIGATION OF FIRST ORDER PHASE TRANSITION PROCESS OF STRONIUM DURING HEATING WITH MOLECULAR DYNAMICS SIMULATIONS USING DIFFERENT POTENTIALS 326
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

A MOLECULAR DYNAMICS SIMULATION STUDY ON THE STRUCTURAL EVOLUTION OF LIQUID CALCIUM UNDER HIGH PRESSURE 332
Murat Celtek[1], Sedat Sengul[2], Unal Domekeli[2]
[1]Faculty of Education, Trakya University, 22030, Edirne – Turkey
[2]Dept. of Physics, Trakya University, 22030, Edirne – Turkey

THE STRUCTURAL PROPERTIES OF LIQUID MOLYBDENUM UNDER HIGH PRESSURE: MOLECULAR DYNAMICS SIMULATIONS STUDY 338
Sedat SENGUL[1], Murat CELTEK[2] , Unal DOMEKELI[1]
[1] Department of Physics, Faculty of Science, University of Trakya, 22030, Edirne, Turkey
[2] Faculty of Education, University of Trakya, 22030, Edirne, Turkey

PLENARY REPORT

AEROGELS – NEW MATERIALS WITH PROMISING APPLICATIONS

Stoyan Gutzov, Dimitar Shandurkov, Nina Danchova
Sofia University "St. Kliment Ohridski", Faculty of Chemistry and Pharmacy, Department of Physical Chemistry, 1164 Sofia, Bulgaria, e-mail: sgutzov@chem.uni-sofia.bg

Abstract

Sol-chemistry is an efficient method for the preparation of porous glassy or nanocrystalline materials with tailored electrical, thermal or optical properties. This presentation focuses on the dependence preparation–structure–physical properties of hydrophobic silica aerogel granules, micro powders and composites all of which prepared under subcritical drying conditions with potential application as optical materials and insulation materials. The so prepared nanoporous hydrophobic silica materials are analyzed with electron microscopy (SEM and AFM), infrared spectroscopy, differential scanning calorimetry, thermal conductivity measurements and luminescence / excitation spectroscopy. It has been proven that a long solvent exchange times and surface hydrophobization lead to aerogel micropowders with a specific surface S_{BET} of about 800-900 m^2/g and a bulk density of about 0.1 g/cm^3.

Keywords: aerogels; composites; optical properties.

INTRODUCTION

Sol-gel chemistry is an efficient method for the preparation of porous glassy or nano-crystalline materials with tailored electrical, thermal or optical properties. This speach focuses on the dependence preparation – structure – physical properties of hydrophobic silica aerogel granules, micro powders and composites all of which prepared under subcritical drying conditions with potential application as optical materials and insulation materials. By changing of the physico-chemical conditions of preparation, a variety of materials with potential application in the field of catalysis, optics and electronics can be created.

EXPOSITION

What are aerogels – the answer is the lightest known materials, with an application as insulation materials, optical materials, water cleaning medium by removing of oil, dyes and other chemicals and also, catalytic medium [1]. How to produce aerogels – the lightest materials in the world? To answer this questions, we need a short introduction in to sol-gel chemistry.

From physico-chemical point of view, the sol-gel process is a heterogeneous chemical reaction, performed in two steps. Starting chemical compounds are metal or silicium alcoxides, the most widely used are tetraethoxysilanes, tributyl aluminium, tetrabutyl zirconium and other, leading to the most used ceramic oxides. The second reagent is pure water. The formation of a gel takes place in two steps [1–4]:

- Hydrolysis, which is acid catalyzed, and leads to a dispersion (sol) consisting the solvent and hydrated nanoparticles of metal oxides of silica
- Condensation, which is basic catalyzed, also called gelation, and leads to a gel formation.

There are two basic reactions, involved in the gelation scheme, water condensation and alchohol condensation, both having different physicochemical constants /equilibrium constants, and rate constants/. Meanwhile, the shape and density of the formed gels can be

quantitatively controlled by the chemical composition of the sol, especially the water content, temperature and catalyst type and content. Advantages of the sol-gel technology are the efficient physico-chemical control, and the possibility to prepare composites with a huge application in the ceramic, optical and electrical technologies. The liquid chemical reagents allow preparation of complicated compositions, at low temperatures. The gels contains about 50% water, or other solvent. In other words, we have a possibility to obtain porous materials by drying the wet gel, and to control the density of the products with the temperature and rate of the process.

Disadvantages of the method are the complicated chemistry, long process time and the relative high price of metal and silicium alcoxides (TEOS), compared to that of commercial available oxide powders for ceramic and glassy purposes. The sol-gel composites and aerogels display poor mechanical properties, due to the low degree of densification, compared to the bulk oxide ceramic or glass materials.

On the right part of the figure, the sol-gel process is visualized, together with the main applications of the products of the sol-gel technology. First, we are starting from a metal or silicium alcoxide solution, the next step is of key importance - the disperse system (sol) production. Having a sol, all basic elements of production of a ceramic technology can be realized – powders, xerogels, monodisperse particles, thin films, fibers or even aerogels. Two definitions – xerogel are dried gels, where the porous system has been partially destroyed by the driving force of the drying process. Aerogels, on the other hand, are sol-gel materials where the porous system has been protected, preserved, by soft drying conditions, leading to a very low density, about 0.05 g.cm^{-3}, compared to that of bulk oxide ceramic or glass materials .

After gelation, there is a wet gel, containing about 50% of the solvent used. By changing the drying conditions it is possible to obtain:

a) Aerogels by protection of the initial porous structure of the gels. The pores are in the nanoscale size region.

b) Xerogels, by drying with strong densification, and collapsing of the initial pore architecture.

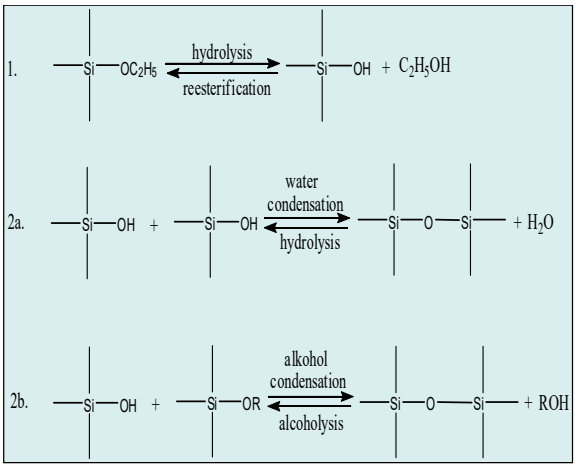


Fig. 1. *Basic chemical rections, included in the sol-gel technique* [4]

Depending on the chemistry and drying condition used, bulk gels, granules, or powders can be obtained. On the other hand, depending on the doping such materials could be either composites, or doped materials. Depending on the chemistry, an additional classification, inorganic, or hybrid gels could be obtained. Summarizing, sol-gel chemistry together with the extension for aerogel production, is an ultimative chemical method for nanomaterials production.

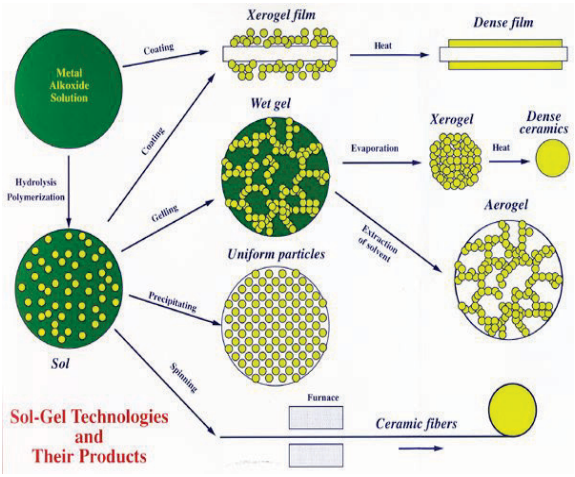


Fig. 2. *Application of the sol-gel technology* [5].

Some examples of our research activities include sol-gel preparation of optical composites. Here, low and heavy doped silica gels are visible. In these

inorganic composites, the yellow coloration comes from $Sm(NO_3)_3$ nano-and mycro-crystals, dispersed in the silica matrix. The potential application of rare earth ion doped sol-gel materials are as powder coatings, pigments and UV – filters. Bellow, zirconia gels, containing organic molecules (chromophores), acetic acid and acetyl acetone, are displayed. They also have potential application as pigments, and UV – filtering systems due to their very strong optical absorption. The shape and thickness of the bulky glassy composites are fully reproducible, together with the color intensity, controlled by the doping concentration. In addition, the mean particle size of the dispersed optical active species leads to a "newspaper effect" of the bulky, transparent gels at water addition. Drying of such species can be controlled by reflectance optical spectroscopy, and the rate of densification also can be obtained. By changing the reaction volume and physico-chemical condition, monodisperse silica spheres "Stöbers silica" [6], very suitable for coating production, has been prepared. Sol-gel technology also led to the successful chemical stabilization of cubic cristobalite for glassy industry purposes. The chemical stabilization of cubic cristobalite depend on the concentration of the dopands, and on the sol-gel scheme used for the preparation of powders.

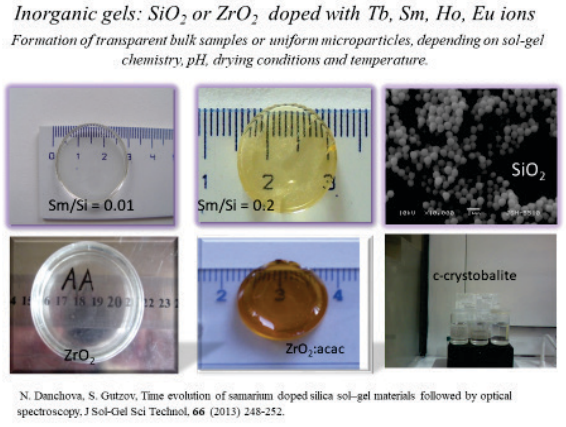


Fig. 3. *Some examples of inorganic hybrid silica and zirconia gels, prepared in the Department of Physical Chemistry, Sofia University "St. Kliment Ohridski"*

As has been pointed out the preparation of aerogels dramatically depends on drying conditions. The first attempt to produce aerogels was performed about 100 years ago by Kistler, who is the inventor of the so called "supercritical drying", by using of a supercritical fluid, carbon dioxide. The idea of this approach is to go around the evaporation line of the p-T diagram of a one component system, and to dry the system by saving its nanoporous structure without pore collapse. The supercritical fluid substitutes the initial solvent in the pores of the gel.

The resulting products can be bulk materials or powders, with a density of about 1/100 of the theoretical materials density [1,7–11]. The idea of such a drying procedure is, that the surface tension of liquids over the critical temperature reduces to zero, so that the supercritical fluid does not destroy the nanopores of the gels.

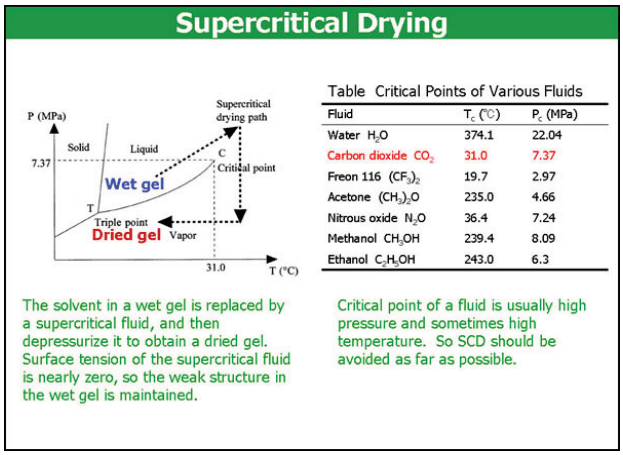


Fig. 4. *Supercritical preparation scheme for aerogel production* [1].

A new direction of aerogel production is the use of 3D printing. An interesting, and expensive approach which seems to have a huge potential in creating of microstructures for electronics, or even for human implants.

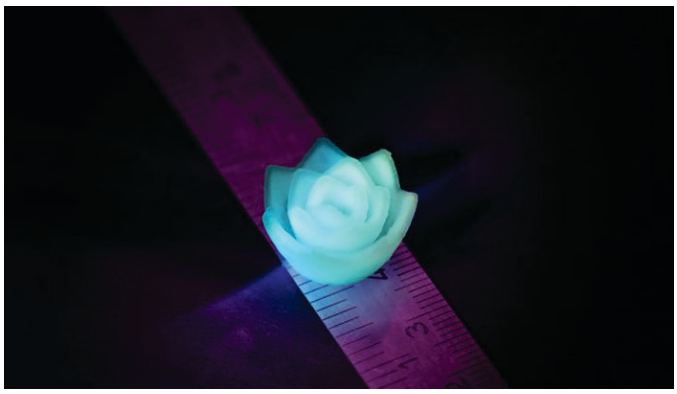


Fig. 5. *Aerogels prepared using 3D - printing* [12].

Here, I am presenting two extremely different kinds of aerogels, according to their thermal and electrical properties, carbon aerogels and silica aerogels. Despite their so different physical and chemical nature, they have a morphological similarity – more than 95% porosity, coming from nanopores. How to produce a natural, organic carbon aerogel – one possibility is to use a watermelon as a precursor, having more than 90% of sweet water and solvent, together with a celluloide like network.

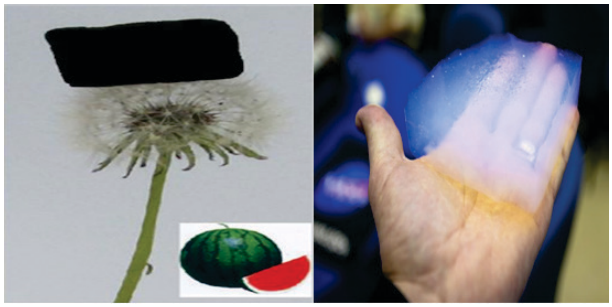


Fig. 6. *Two extreme cases of bulk aereogels concerning the thermal and electrical properties: carbon aerogels, and translucent silica aerogels* [13].

The bulk aerogels, presented in this talk, (Fig. 6) look nice, but they have two significant disadvantages: poor mechanical properties, and a very high price. Even a hydrophobic or hydrophilic silica costs about 30 €, and does not have any interesting functionalities because of their poor mechanical properties. There are, however, technologies allowing the production of materials with improved mechanical properties.

The industry needs aerogel granules or powders, materials with

a) A very high specific surface area, more than a few hundreds m^2/g

b) High porosity, about 95% or more, and a mean pore diameter in the nanometer scale

c) A low density, significantly less than 0.5 g/cm^3 and hydrophobicity, which means that the materials are water repelling

More than 30 years ago, a specific physico-chemical method for the production of such a hydrophobic powders and granules, for example the patent of Brinker and coauthors. The idea of this method is:

a) To protect the pore structure, of the gelated metal oxide medium using a liquid agent with low surface tension, for example, ethanol

b) Creation of a hydrophobic surface, using a hydrophobization agent, for example TMCS, trimethyl chlorosilane, which allows an effective solvent evaporation by protection of the porous system of the materials

c) Drying at subritical conditions, they are softer, compared to that of Kistlers' method

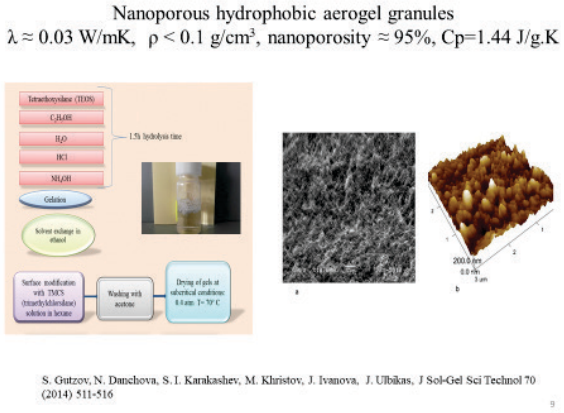


Fig. 7. *Laboratory scheme for preparation of aerogel granules and nanopowders using the subcritical metod [4]. Water reppeling properties of granules levitating on the water surface are shown, stable at least 3 years.*

In our Department we created a laboratory physico-chemical technology for preparation of aerogel powders, based on the subcritical approach. More about the preparation conditions, and its variation, are discussed in our papers [9,14,15]. The materials properties of such kind of superhydrophobic powders, levitating on the water surface, are shown here. We created granulated or powdered materials, depending on preparation conditions, with a very low thermal conductivity together with a thermal capacity better than that of the commercial available CABOT hydrophobic aerogel granules. In the laboratory approach, we started from liquid TEOS, followed by water addition, two kind of catalists, an acid and a basic one. The next step is solvent exchange, which can be followed by electrochemical measurements (pH vs time curves), and hydrophobization. The latter step is exothermic, and can be followed by combined (pH + temperature vs time curves). The final procedure is drying, with typical subcritical conditions, room temperature up to 70 °C, and a pressure at about 0.1 atm. SEM and AFM pictures of the materials strongly respond to the morphological definition of aerogels: solid smoke, solid air, cloud like materials. The key element in the developed laboratory approach is the chemical surface hydrophobization with TMCS.

In a recently published paper in Molecules, 2021, we have developed a new spectroscopic method to follow the hydrophobization of our powdres with attenuation IR reflectance spectroscopy, by monitoring the specific IR active Si-OH and Si-O-Si vibration, and its replacement with Si-C vibrations [15].

The texture properties, obtained using liquid nitrogen absorption – desorption isotherms are displayed. Some of the samples are nanopowders, which levitate in air, depending on the preparation condition millimeter scaled granulates can be produced. It is visible, that we have a successful laboratory approach, and that all the material texture properties are reproducible. The texture properties of commercial available CABOT granules also are given for comparison.

Nanoporous hydrophobic aerogel granules – texture properties

Sample	S_{BET}, m^2/g	V_t, cm^3/g	D_{av}, nm
S1 granules	796	3.40	17
D1 powders	840	2.25	11
D2 powders	950	2.67	11
D11 granules	798	2.53	13
SOF granules	785	3.12	16
Cabot granules	**699**	**3.8**	**21**
Sample	S_{BET}, m^2/g	V_t, cm^3/g	D_{av}, nm
Y2 granules	871	3.34	15
Y8 granules	756	3.54	19
Y11 granules	787	4.19	21

N. Danchova, D. Paskalev, S. Gutzov, Aerogels – new materials with promising applications, Bulgarian Chemical Communications, **50** (2018), 172 – 177.

Fig. 8. *Texture properties of the prepared aerogel powders and millimeter scaled granules* [15].

The specific applications of aerogel powders and granules are summarized here, together with the characteristic material properties, responsible for the specific applications.

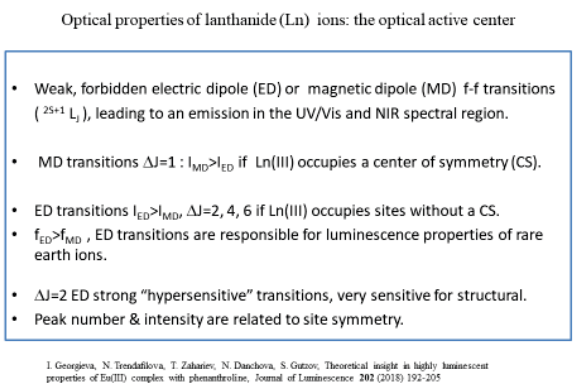
Specific applications of aerogel powders and composites / materials properties

- Thermal insulation materials / low density and thermal conductivity
- Optical composites / optical transparency, possibility for deep doping
- Water cleaning applications / nanoporosity, high specific area
- Catalytic applications / nanoporosity, high specific area, possibility for doping
- Gas capturing (H_2, CO_2) / nanoporosity, high specific area

Fig. 9. *Summary of the basic applications of aerogel powders and composites (black) driven by specific properties (red).*

My lecture continues with optical properties of aerogel composites. Our target is to incorporate optically active molecules into the aerogel matrix. In this way, a typical optical composite is created:

an aerogel matrix, containing an optical center. Lets go now to the formation of the optical center, responsible for light emission and absorption. Our optical properties are based on the luminescent properties of the lanthanide ions (rear earth ions). The optical properties of lanthanide ions are shown here. We have sharp, weak emission lines in the visible and IR spectral region, at UV excitation. The most applied ions europium (red), terbium (green), thulium (violet), neodymium (IR), samarium (orange) emits light after direct or UV (via the charge transfer transition) excitation [16–21]. From physical point of view, we have forbidden electric dipole or magnetic dipole electronic transitions. The emission is very weak, because of the physical nature of the electronic transitions. Thus, we need a way to improve the emission! Here, I am presenting to your attention the concept of the energy transfer, or antenna effect [22,23], in hybrid molecules, organic complex. The UV – energy is absorbed by an organic molecule, for example 1,10 – phenathroline, β-diketonates, acetic acid, acethylacetone, aromatic molecules and other compounds. The physical mechanism is well known as Förster-Dexter energy transfer, its efficiency strongly depending on the physical nature of the ligands (energy of the singlet and triplet state), also on the ligand to central ion distance.



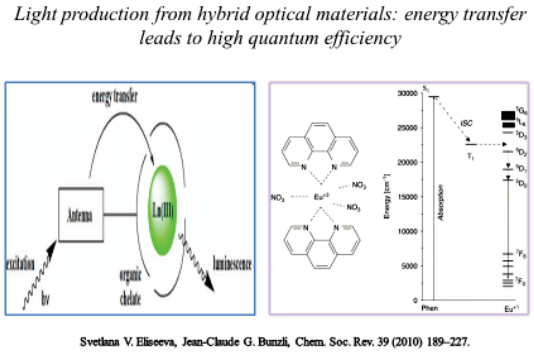


Fig. 10. *Spectroscopic properties of rare earth ions and enetgy transfer scheme from 1,10 – phenanthroline to Eu^{3+} ions* [24,25]

On the next slide, a hybrid molecule, $[Tb(phen)_2](NO_3)_3$ is shown. The antena here is the phenathroline molecule. We are exciting the organic molecule by UV – light, which is transferred to the Tb(III) ion. The Tb(III) ion goes to an excited state, and after that emits his characteristic luminescence (green), In this way, the quantum yield of the terbium emission is increased by one order of magnitude, or more. How to incorporate such an complex into the porous network of the aerogels? It is not easy, one way would be to impregnate the porous matrix with an organic complex solution. But lanthanide complexes are unstable, and very low soluble in organic solvents.

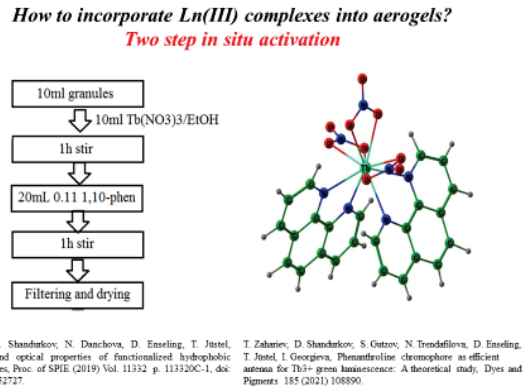


Fig. 11. *Incorporation of $Tb(phen)_2(NO_3)_3$ optical centers into aerogel powders and granules*

Recently we developed a new, two-step procedure for the activation of aerogels with organic ligands, using commercial or self made granules or powders [26]. Fist, we created an inorganic composite, using easy soluble nitrates of the lanthanides. After that, we added a phenathroline solution to the inorganic composites. It is the case of an in situ activation, because a controlled chemical reaction takes place in the nanopores of the aerogel matrix. The complex formation has been confirmed by optical spectroscopy, X-Ray diffraction analysis, and IR – spectroscopy.

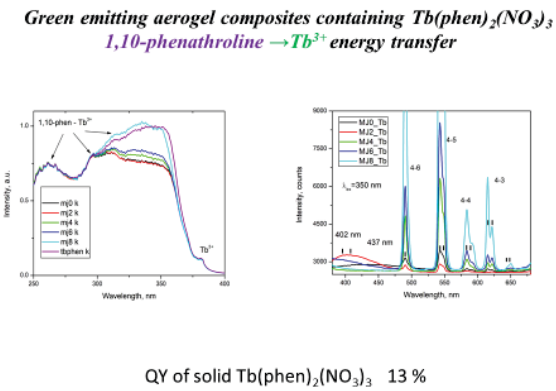


Fig. 12. Optical properites of aerogel composites, containing $Tb(phen)_2(NO_3)_3$. The quantum yield (QY) of the pure solid complexes is also presented.

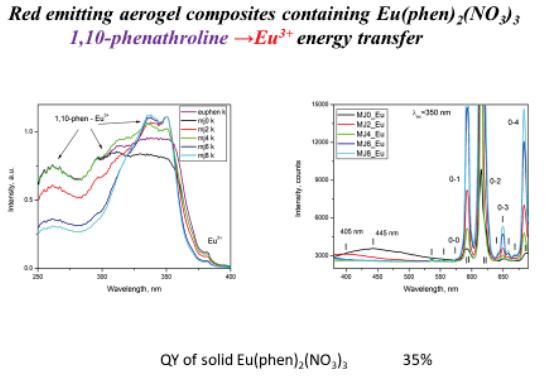


Fig. 13. *Optical properites of aerogel composites, containing $Eu(phen)_2(NO_3)_3$. The quantum yield (QY) of the pure solid complexes is also presented.*

Specific optical spectra, emission and excitation spectra of aerogels, containing $[Tb(phen)_2](NO_3)_3$ or $[Eu(phen)_2](NO_3)_3$. The excitation spectra confirm that a strong, effective energy transfer takes place in the hybrid aerogels prepared. In other word, it is possible to prepare red or green emitting powders, and mix them for a white light production. In such a way, the preparation of materials with potential application as smart optical sensors is possible. Surprisingly, we found out that a weak blue emission, coming from surface complexes or defects is visible in our gels, leading to an additional color change. Our smart sensors give a triple response, red, green or blue to UV – excitation. Repeating, each color is connected with different optical active molecules, so the way for white light production from aerogels is also open. Recently we also found out, that the quantum yield of our aerogel composites dramatically depends on the mean pore diameter of the initial aerogel matrix, opening the way for a control of the chemical reaction, taking place in the nanopores of the aerogel matrix. On the other hand, the results become more complex, and a dependence between nanopore size and quantum yield is visible.

SUMMARY

- Aerogel composites based on hydrophobic silica, displaying a red, green or blue luminescence coming from hybrid molecules are prepared and characterized.
- A new laboratory method for functionalization of doped silica powders and nanoporous aerogel granules with organic ligands is demonstrated.
- Aerogel granules or nanopowders with promising physical properties, low thermal conductivity, increased thermal capacity and specific area are prepared by a laboratory subcritical approach at room temperature and p=0.1 atm.
- The quantum yield of the optical composites strongly depends on the physico-chemical properties of the silica aerogel matrix.

ACKNOWLEDGEMENTS: The optical measurements were supported by Project CoE "National center of mechatronics and clean technologies" BG05M2OP001-1.001-0008-C01. D. S. thanks the National Program "Young scientists and postdocs" for the given grant.

REFERENCE

1. Aegerter, M.A.; Leventis, N.; Koebel, M.M. *Aerogels Handbook*; Springer: New York, 2011;
2. SJ, T. Aerogels of inorganic oxides. *Springer Proc Phys* **1986**, *6*, 22–30.
3. Gomez-Romero, P.; Sanchez, C. *Functional Hybrid Materials*; Wiley-VCH, 2003; ISBN 9781787284395.
4. Brinker, C.; Scherer, G. *Sol-gel science*; Academic press, 1990;
5. Sol-Gel Process Available online: http://www.chemat.com/chemattechnology/SolGel.aspx.
6. Gao, W.; Rigout, M.; Owens, H. Facile control of silica nanoparticles using a novel solvent varying method for the fabrication of artificial opal photonic crystals. *J Nanopart Res* **2016**, *18*, 387, doi:10.1007/s11051-016-3691-8.
7. KISTLER, S.S. Coherent Expanded-Aerogels. *J. Phys. Chem.* **1932**, *36*, 52–64, doi:DOI: 10.1021/j150331a003.
8. Kistler, S.S. Coherent Expanded Aerogels and Jellies. *Nature* **1931**, *127*, 741, doi:doi:10.1038/127741a0.
9. Danchova, N.; Paskalev, D.; Gutzov, S. Aerogels – new materials with promising applications. *Bulg. Chem. Commun.* **2018**, *50*, 172–177.
10. Brinker CJ, Ward KJ, Keefer KD, Holupka E, Bray PJ. Synthesis and structure of borate based aerogel. *Springer Proc Phys* **1986**, *6*, 57–67.
11. Song, Y.; Li, B.; Yang, S.; Ding, G.; Zhang, C.; Xie, X. Ultralight boron nitride aerogels via template-assisted chemical vapor deposition. *Sci. Rep.* **2015**, *5*, 1–9, doi:10.1038/srep10337.
12. Aysha, M. 3D printed aerogels Available online: https://www.3dnatives.com/en/silica-aerogel-170920205/.
13. Grozdanic, L. aerogels Available online: https://inhabitat.com/new-ultra-light-nanotube-aerogels-could-clean-up-oil-spills/carbon-aerogels-1.
14. Gutzov, S.; Danchova, N.; Karakashev, S.I.; Khristov, M.; Ivanova, J.; Ulbikas, J. Preparation and thermal properties of chemically prepared nanoporous silica aerogels. *J. Sol-Gel Sci. Technol.* **2014**, *70*, 511–516, doi:10.1007/s10971-014-3315-7.
15. Shandurkov, D.; Ignatov, P.; Spassova, I.; Gutzov, S. Spectral and texture properties of hydrophobic aerogel powders obtained from room temperature drying. *Molecules* **2021**, *26*, 1–12, doi:10.3390/molecules26061796.
16. Nazarov, M.; Noh, D.Y. *New Generation of Europium- and Terbium-Activated Phosphors*; Jenny Stanford Publishing, 2012; ISBN 9789814310772.
17. Blasse, G.; Grabmaier, B.C. *Luminescent Materials*; Springer-Verlag: Telos, 1994;
18. Crosby, G.A. Luminescent Organic Complexes of the Rare Earths. *Mol. Cryst.* **1966**, *1*, 37–81, doi:10.1080/15421406608083261.
19. Sabbatini, N.; Guardigli, M.; Manet, I. Chapter 154 Antenna effect in encapsulation complexes of lanthanide ions. In *Handbook on the Physics and Chemistry of Rare Earths*; Elsevier Science, 1996; Vol. 23, pp. 69–119.
20. Pfeifer, P.; Kenntner, J.; Cole, M.W. *Fundamentals of Adsorption*; LeVan, M.D., Ed.; Springer: Boston, MA;
21. Hull, R.; R. M. Osgood, J.; Paris!, J.; Warlimont, H. *Spectroscopic properties of Rare Earths in Optical Materials*; Springer, 2014; ISBN 3540238867.
22. Dexter, D.L. A theory of sensitized luminescence in solids. *J. Chem. Phys.* **1953**, *21*, 836–850, doi:10.1063/1.1699044.
23. Forster, V.T. Zwischenmolekulare Energiewanderung und Konzentrationsdepolarisation der Fluoreszenz. *Ann. Phys.* **1961**, *463*, 116–119, doi:10.1002/andp.19614630112.
24. Eliseeva, S. V.; Bünzli, J.-C.G. Rare earths: jewels for functional materials of the future. *New J. Chem.* **2011**, *35*, 1165–1176, doi:https://doi.org/10.1039/C0NJ00969E.
25. Zahariev, T.; Shandurkov, D.; Gutzov, S.; Trendafilova, N.; Enseling, D.; Jüstel, T.; Georgieva, I. Phenanthroline chromophore as efficient antenna for Tb3+ green luminescence: A theoretical study. *Dye. Pigment.* **2020**, *185*, 108890.
26. Gutzov, S.; Shandurkov, D.; Danchova, N.; Enseling, D.; Jüstel, T. Preparation and optical properties of functionalized hydrophobic aerogel granules. *SPIE Proc.* **2019**, *11332*, doi:10.1117/12.2552727.

НАПРАВЛЕНИЕ 1

ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

SESSION 1

ELECTRICAL ENGINEERING

SOLAR RADIATION ATLAS IN NORTHERN PART OF THE REPUBLIC OF SRPSKA

Ivana S. Radonjić[1], Tomislav M. Pavlović[1], Dragoljub Lj. Mirjanić[2], Galina I. Sazhko[3]
[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*
[3] *Ukrainian engineering pedagogics academy, Kharkov, Ukraine*

Abstract
The paper presents an atlas of solar radiation for the northern part of the Republic of Srpska formed by PVGIS estimation utility. The atlas contains the results of calculating global solar radiation falling on the optimally placed surface in several cities located in the northern part of the Republic of Srpska (Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad) 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 the northern part of the Republic of Srpska is given by months. 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 the northern part of the Republic of Srpska, are also given. It was found that with the one-axis tracking solar power plant 27.97-29.36% more electricity can be generated, and with the dual-axis tracking solar power plant 30.80-32.32% 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

In terms of solar potential, Bosnia and Herzegovina belong to more favorable locations in Europe, with the intensity of solar radiation falling on a horizontal surface of 1240 kWh/m^2 in the north, and up to 1600 kWh/m^2 in the south of the country [1]. Although southern part of it has higher values of solar radiation intensity, northern part of Bosnia and Herzegovina is also very convenient for solar systems installations.

PVGIS (Photovoltaic Geographical Information System–PVGIS © European Communities, 2001–2008, http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps3/pvest.php) 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].

NORTHERN PART OF THE REPUBLIC OF SRPSKA

The Republic of Srpska (RS) is located in the central part of the Balkan Peninsula, between 42°33’ and 45°16’ north latitude and 16°11’ and 19°37’ east longitude and occupies the northern and eastern parts of the geospatial area of Bosnia and Herzegovina. The Republic of Srpska has atypical form of state territory whose northern part is elongated west–east, and eastern in the north–south direction. This peculiar form is an aggravating circumstance of internal communication and economic integration of the interdependent western and southern parts of the Republic of Srpska. The Republic of Srpska covers an area of 25 053 km^2 or about 49% of the territory of Bosnia

and Herzegovina. RS according to the 2013 census has 1 170 342 inhabitants [1].

On the territory of the Republic of Srpska, there are three basic types of climate: moderate continental, mountain and mountain valley, and Mediterranean. Moderate continental climate occurs in the north, Mediterranean in the south, and the line dividing these two regions is the area of high mountains, plateaus, and ravines in which, depending on the altitude, the mountain climate dominates [1].

Moderate continental climate is present in the north of the Republic of Srpska. It includes Krajina, Posavina, and Semberija. In Semberija, Pannonian (steppe) climatic influence is felt due to the proximity of the Pannonian plain. The main features of this type of climate are warm summers and cold winters. Summer temperatures can rise above 40°C, and the absolute maximum was measured in 2007. In Bijeljina and Višegrad, it tops at 43°C. The average air temperature in the warmest part of the year (in July) ranges between 20°C and 23°C, while the average temperature in the coldest part of the year (January) is about zero degrees Celsius. Absolute minimum can reach up to −30°C. The average annual temperature is above 10°C. The amount of rainfall in the RS is affected by humid air masses coming from the west (from the Atlantic) and from the south (from the Adriatic). Precipitation is the most viable climate parameter in terms of space and time. In the area where temperate continental climate is present, the highest precipitation occurs in the warm part of the year and the maximum occurs in June. Precipitation amounts to around 750 l/m^2 per year in the north along the Sava River and 1500 l/m in the west of the Krajina. Moderate continental climate part is also present in the mountainous valley areas that are up to 1000 m above sea level [1].

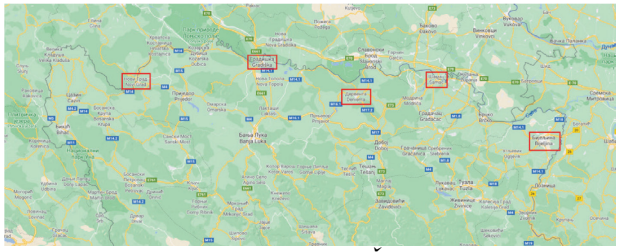


Fig. 1. *Location of Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad in the Republic of Srpska [6]*

Bijeljina is a city in the northeastern part of the Republic of Srpska. Bijeljina is located at 44°45'16" north latitude and at 19°12'59" east longitude, and at 90 m above sea level. In 2013, Bijeljina had 41121 inhabitants.

Šamac is a town in the Republic of Srpska. Šamac is located at 45° 03' 36" north latitude and at 18°28'08" east longitude. In 2013, Šamac had 5133 inhabitants.

Derventa is a city in the northwest part of the Republic of Srpska. Derventa is located at 44°58'40" north latitude and at 17°54'28" east longitude. In 2013, Derventa had 27404 inhabitants.

Gradiška is a town (city) in the Republic of Srpska. Gradiška is located at 45°08'46" north latitude and at 17°15'13" east longitude. In 2013, Gradiška had 13691 inhabitants.

Novi Grad is a town (city) in the Republic of Srpska. Novi Grad is located at 45°02'51" north latitude and at 16°22'50" east longitude, and at 216 m above sea level. In 2013, Novi Grad had 11063 inhabitants.

GLOBAL SOLAR RADIATION

The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle in Bijeljina (34°), Šamac (34°), Derventa (33°), Gradiška (33°) and Novi Grad (33°) is given in Figures 2-6.

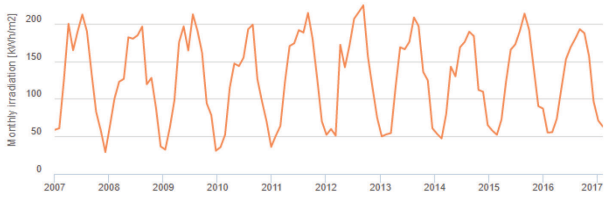


Fig. 2. *The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle of 34° in Bijeljina [7]*

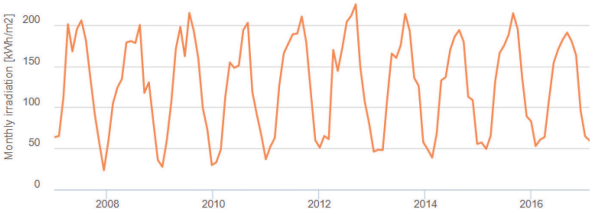


Fig. 3. *The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle of 34° in Šamac [7]*

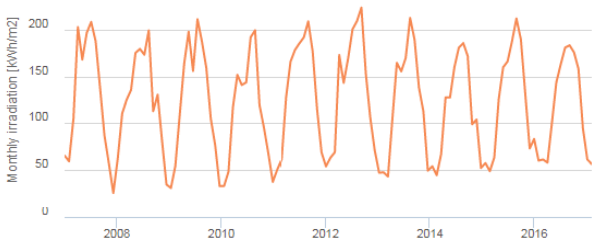


Fig. 4. *The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle of 33º in Derventa [7]*

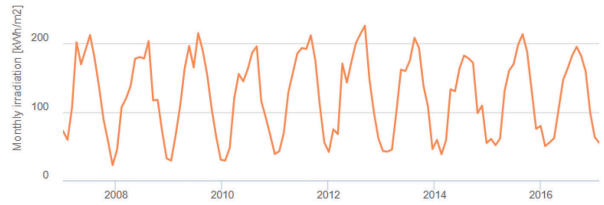


Fig. 5. *The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle of 33º in Gradiška [7]*

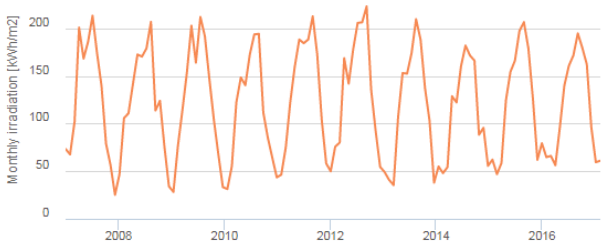


Fig. 6. *The energy of global solar radiation falling on a surface set at an optimal angle of 33º in Novi Grad [7]*

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 solar radiation falling on the optimally placed surface in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad.

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 Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad is shown in Tables 1-3.

Tab. 1. *The intensity of global solar radiation that falls on the optimally placed surface by months in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad [7]*

Town	Daily irradiance (W/m^2)											
	Jan	Feb	Mar	Apr	May	Jun	Jul	Aug	Sep	Oct	Nov	Dec
Bijeljina	297	400	600	706	717	777	824	852	661	548	410	275
Šamac	292	375	590	721	727	769	835	849	664	543	394	256
Derventa	316	380	582	708	708	751	805	822	661	530	394	288
Gradiška	281	377	597	734	725	792	819	851	669	518	363	255
Novi Grad	289	396	569	687	699	763	823	841	641	491	357	285

Tab. 2. *The intensity of direct solar radiation that falls on the optimally placed surface by months in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad [7]*

Town	Daily irradiance (W/m^2)											
	Jan	Feb	Mar	Apr	May	Jun	Jul	Aug	Sep	Oct	Nov	Dec
Bijeljina	147	210	362	436	456	517	588	620	438	350	238	139
Šamac	146	187	352	448	470	503	595	617	442	352	227	123
Derventa	165	195	349	429	443	493	567	583	434	337	228	150
Gradiška	138	193	364	466	460	537	592	620	459	324	197	125
Novi Grad	142	211	346	425	429	496	589	611	434	297	196	148

Tab. 3. *The intensity of diffuse solar radiation that falls on the optimally placed surface by months in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad [7]*

Town	Daily irradiance (W/m^2)											
	Jan	Feb	Mar	Apr	May	Jun	Jul	Aug	Sep	Oct	Nov	Dec
Bijeljina	146	184	230	262	263	255	240	220	222	191	168	134
Šamac	142	183	230	269	269	254	227	219	214	189	162	130
Derventa	148	180	225	267	260	256	224	226	217	188	162	135
Gradiška	140	180	225	258	261	251	216	222	214	190	161	129
Novi Grad	144	180	216	253	261	255	222	222	210	189	156	134

Tables 1-3 show the following:

- the intensity of global solar radiation in the northern part of the Republic of Srpska has the lowest values in December (minimum value of 255 W/m^2 in Gradiška), and the highest values in August (maximum value of 852 W/m^2 in Bijeljina);
- the intensity of direct solar radiation in the northern part of the Republic of Srpska has the lowest values in December (minimum value of 123 W/m^2 in Šamac), except for Novi Grad where the lowest value of 142 W/m^2 was recorded in January;
- the intensity of direct solar radiation in the northern part of the Republic of Srpska has the highest values in August (maximum value of 620 W/m^2 in Bijeljina and Gradiška);
- the intensity of diffuse solar radiation in the northern part of the Republic of Srpska has the lowest values in December (minimum value of 129 W/m^2 in Gradiška), and the highest values in May (maximum value of 269 W/m^2 in Šamac), except for Derventa where the highest value of 267 W/m^2 was recorded in April.

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 Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad, 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 Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad are given in Table 4.

Tab. 4. *PVGIS characteristics of a fixed solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad [7]*

Location	Bijeljina	Šamac	Derventa	Gradiška	Novi Grad
Power of photovoltaic solar power plant (MWp)	1	1	1	1	1
Power plant losses (%)	14	14	14	14	14
Tilt angle (°)	34	34	33	33	33
Azimuth angle (°)	0	0	0	0	0
Annual electricity production (kWh)	1180536.78	1161638.61	1156601.46	1151430.06	1144201.19

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 Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad are given in Table 5.

Tab. 5. *PVGIS characteristics of the one-axis tracking PV solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad [7]*

Location	Bijeljina	Šamac	Derventa	Gradiška	Novi Grad
Power of photovoltaic solar power plant (MWp)	1	1	1	1	1
Power plant losses (%)	14	14	14	14	14
Tilt angle (°)	36	36	36	36	36
Annual electricity production (kWh)	1527103.13	1501207.36	1484124.7	1482526.26	1464234.26

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 Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad are given in Table 6.

Tab. 6. *PVGIS characteristics of the dual-axis tracking PV solar power plant power of 1 MWp that would be installed in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad [7]*

Location	Bijeljina	Šamac	Derventa	Gradiška	Novi Grad
Power of photovoltaic solar power plant (MWp)	1	1	1	1	1
Power plant losses (%)	14	14	14	14	14
Annual electricity production (kWh)	1562084.74	1534268.32	1517303.42	1514494.95	1496661.83

Based on the data shown in Tables 4 and 5, it can be seen that the one-axis tracking solar power plant generates 29.36%, 29.23%, 28.32%, 28.75%, and 27.97% more electricity in relation to a fixed solar power plant in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad, respectively. The dual-axis tracking PV solar power plant generates 32.32%, 32.08%, 31.19%, 31.53%, and 30.80% more electricity as compared to a fixed solar power plant in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad, respectively.

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 solar radiation that falls on a optimally placed surface in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad;
- the intensity of global solar radiation in the northern part of the Republic of Srpska has the lowest values in December (minimum value of 255 W/m^2 in Gradiška), and the highest values in August (maximum value of 852 W/m^2 in Bijeljina);
- the intensity of direct solar radiation in the northern part of the Republic of Srpska in most cities has the lowest values in December (minimum value of 123 W/m^2 in Šamac) and the highest values in August (maximum value of 620 W/m^2 in Bijeljina and Gradiška);
- the intensity of diffuse solar radiation in the northern part of the Republic of Srpska has the lowest values in December (minimum value of 129 W/m^2 in Gradiška), and the highest values for the most cities in May (maximum value of 269 W/m^2 in Šamac);
- the one-axis tracking solar power plant generates 29.36%, 29.23%, 28.32%, 28.75%, and 27.97% more electricity as compared to a fixed solar power plant in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad, respectively;

- the dual-axis tracking PV solar power plant generates 32.32%, 32.08%, 31.19%, 31.53%, and 30.80% more electricity as compared to a fixed solar power plant in Bijeljina, Šamac, Derventa, Gradiška and Novi Grad, respectively.

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, 2020.

[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, (in serbian).

[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, (in serbian).

[5] T. Pavlovic, B. Cabric, *Physics and technics of solar energetics*, Gradjevinska knjiga, Belgrade, 2007, (in serbian).

[6] https://www.google.com/maps/

[7] https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/en/tools.html

НАТОВАРВАНЕ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВИТЕ КЛЮЧОВЕ НА РЕЗОНАНСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ С ИЗМЕНЕНИЕ НА РАБОТНАТА ЧЕСТОТА

Ангел Личев
Университет по хранителни технологии - Пловдив

POWER SWITCHES STRESS ON A RESONANT CONVERTER AT A VARIABLE FREQUENCY CONTROL

Angel Lichev
University of Food Technologies – Plovdiv

Abstract
An analysis of a bidirectional resonant DC-DC converter is conducted. An analytical model is developed, and the dependencies of the output voltage and the current through the converter power switches are obtained. As a result, the converter load characteristics are derived.

Keywords: resonant converter, variable frequency control

ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години инвестициите във възобновяеми енергийни източници (ВЕИ) бележат стабилен ръст. Това се дължи както на безспорните предимства на зелената енергия, така и на обстоятелството, че секторът получава редица стимули от правителствата на съответните държави, което безспорно оказва положително влияние върху неговото развитие [1].

В отдалечените извънградски райони, където достъпът до електропреносната мрежа е ограничен, възможно решение за осигуряване на електрически мощности са именно ВЕИ. Основен проблем в случая се явява невъзможността за прогнозиране на произвежданото от тях количество енергия. Поради тази причина осигуряването на автономно електрозахранване единствено чрез източник на зелена енергия е трудно постижимо. За целта се изграждат т.нар. хибридни електрически инсталации в съчетание с батерии, предназначени за съхраняване на електрическата енергия.

Управлението на енергийните потоци между отделните компоненти в такива системи няма как да се осъществи без съответното преобразувателно устройство, а правилният му избор е свързан не само с надеждността на системата, но и с повишаване на ефективността и като цяло.

Добро решение в случая се явяват реверсивните резонансни преобразуватели. Характерна за тях е възможността за значително ограничаване на комутационните загуби чрез превключване на силовите прибори при нулево напрежение или нулев ток (в зависимост от работната честота). По този начин се дава предпоставка за работа при високи честоти, а следователно и за оптимизиране на размерите на преобразувателя [2, 3, 4].

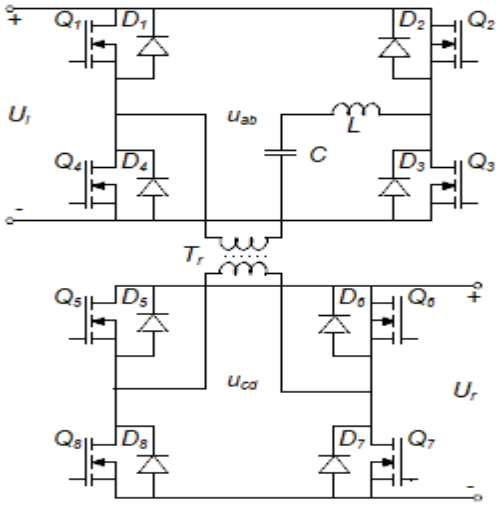
В [5] е разработен аналитичен модел на процесите в реверсивен резонансен DC-DC преобразувател, работещ при честота над резонансната. Използван е вариант на фазово управление, чрез който от една страна е постигната линеаризация на регулировъчните характеристики, а от друга – повиша-

ване на ефективността. На база получените математически зависимости е изследвана работата на преобразувателя при различна разстройка по честота.

Настоящата работа се явява продължение на [5], като целта е да се определи аналитично натоварването на полупроводниковите ключове на преобразувателя.

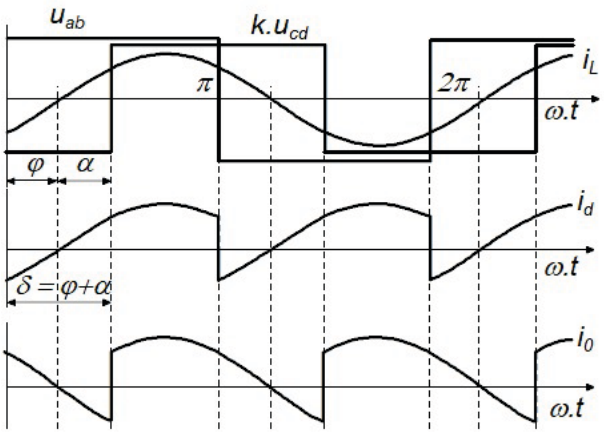
ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

Схемата на преобразувателя (фиг. 1) се състои от два мостови инвертора, свързани посредством трансформатор и капацитивни филтри на „входа“ и на „изхода“.



***Фиг. 1**. Схема на преобразувателя*

Към „входния инвертор“ (транзистори Q_1-Q_4) е приложено постоянно напрежение U_i, а към „изходния“ (транзистори Q_5-Q_8) – напрежение U_r. Напреженията на двата инвертора, съответно u_{ab} и u_{cd} са с почти правоъгълна форма. Посредством диодите D_1-D_8 се осигурява пренос на енергията и в двете посоки.

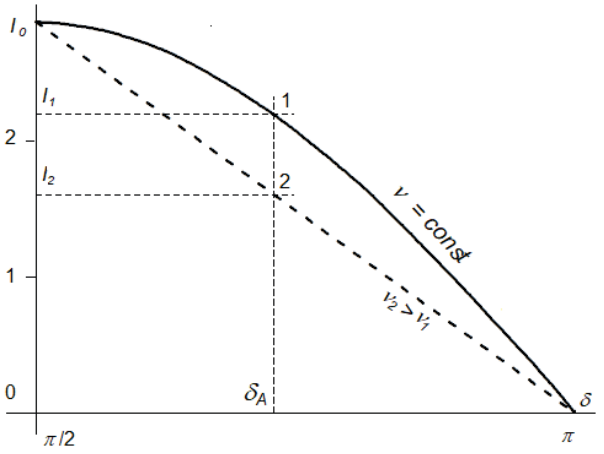


***Фиг. 2**. Времеви диаграми на основни величини*

Преобразувателят работи при честота над резонансната. Поради тази причина токът през бобината i_L изостава от напрежението на „входния“ инвертор u_{ab} на ъгъл φ (фиг. 2). Когато токът през бобината достигне нулева стойност започват да провеждат транзисторните ключове на „изходния“ инвертор. По този начин ключовете на преобразувателя работят в условия на мека комутация. Силовите елементи на „изходния“ инвертор изключват след тези на „входния“ след време, съответстващо на ъгъл δ. Така, чрез дефазиране на напреженията u_{ab} и u_{cd} (изменение на ъгъл δ) се осъществява управлението на преобразувателя.

Ъгъл δ се определя от сбора на ъглите α и φ, които изразяват съответно: времето на провеждане на транзисторите на „изходното“ стъпало и времето на провеждане на диодите на „входния“ инвертор. По този начин, при стойности на α и φ по-малки от $\pi/2$ ($\delta < \pi$) енергията се предава в „права“ посока, или от източника на напрежение U_i към този с напрежение U_r, а при стойности на двата ъгъла по-големи от $\pi/2$ ($\delta > \pi$) – енергията се предава в обратна посока.

Управлението на преобразувателя се осъществява както в [6]. Там е представен вариант на управление, чрез който е постигната в значителна степен линеаризация на регулировъчните характеристики. Това става като се увеличава работната честота за сметка на намаляването на изходния ток. По този начин например, за стойност на ъгъла $\delta = \delta_A$ (фиг. 3)

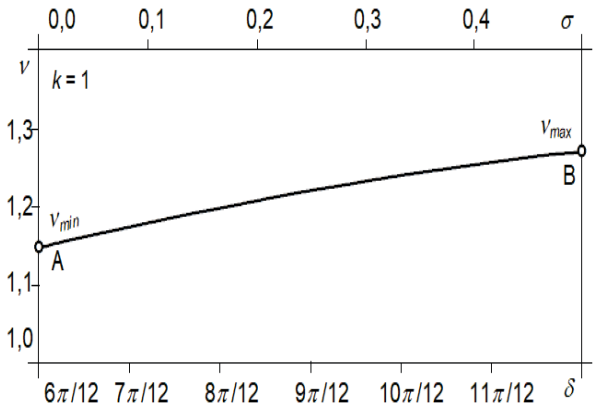


***Фиг. 3**. Регулировъчни характеристики*

съответства точка 1 от характеристиката, за която изходният ток има стойност I_1.

Върху желаната характеристика отново за ъгъл δ = δ_A е получена точката 2.

Така например на фиг. 4 е показано нарастването на разстройката по честота от минимална ν_{min} = 1,15 (т. А) до максимална стойност ν_{max} = 1,27178 (т. В).



***Фиг. 4**. Изменение на разстройката по честота*

В случая управляващ параметър се явява нормализираната променлива σ, която се определя според изразите:

$$\delta = (1 + 2\sigma)\pi/2 \quad (1)$$

$$\nu = \nu_{min} + 2\sigma(\nu_{max} - \nu_{min}) \quad (2)$$

МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ПРОЦЕСИТЕ В ПРЕОБРАЗУВАТЕЛЯ

С цел улесняване на анализа се допуска, че всички елементи в схемата са идеални, напреженията u_{ab} и u_{cd} имат правоъгълна форма, а пулсациите на напреженията U_l и U_r се пренебрегват. По този начин, резонансната честота, характеристичният импеданс и разстройката по честота са:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad \nu = \frac{\omega_S}{\omega_0} \quad (3)$$

Според представения в [5] модел, изходното напрежение и максималното напрежение върху резонансния кондензатор се определят според изрази 4) и 5)

$$U_0 = \frac{1}{k}\frac{sin\left(\frac{\pi-\varphi}{\nu}\right) - sin\left(\frac{\varphi}{\nu}\right)}{sin\left(\frac{\pi-\delta+\varphi}{\nu}\right) - sin\left(\frac{\delta-\varphi}{\nu}\right)} \quad (4)$$

$$U_{CM} = 2\frac{sin\left(\frac{\varphi}{\nu}\right) + U_0 sin\left(\frac{\pi-\delta+\varphi}{\nu}\right)}{sin\left(\frac{\pi}{\nu}\right)} - (1 + kU_0) \quad (5)$$

При моделирането на процесите в преобразувателя е възприет подход, според който всеки полупериод се разделя на три интервала.

По този начин за тока през индуктивния елемент на резонансната верига за трите интервала се получава:

$$I_{L1} = 0 \quad (6)$$

$$I_{L2} = \begin{bmatrix} I_{L1}cos\left(\frac{\delta-\varphi}{\nu}\right) - (U_{C1} - U_{EQ1}). \\ .sin\left(\frac{\delta-\varphi}{\nu}\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$I_{L3} = \begin{bmatrix} I_{L2}cos\left(\frac{\pi-\delta}{\nu}\right) - (U_{C2} - U_{EQ2}). \\ .sin\left(\frac{\pi-\delta}{\nu}\right) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Напрежението върху резонансния кондензатор за съответните етапи е:

$$U_{C1} = -U_{CM} \quad (9)$$

$$U_{C2} = \begin{bmatrix} I_{L1}sin\left(\frac{\delta-\varphi}{\nu}\right) + (U_{C1} - U_{EQ1}). \\ .cos\left(\frac{\delta-\varphi}{\nu}\right) + U_{EQ1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$U_{C3} = \begin{bmatrix} I_{L2}sin\left(\frac{\pi-\delta}{\nu}\right) + (U_{C2} - U_{EQ2}). \\ .cos\left(\frac{\pi-\delta}{\nu}\right) + U_{EQ2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Средните стойности на тока за един полупериод се определят според изразите:

$$I_{AV1} = \frac{\nu}{2\pi}\begin{bmatrix} I_{L1}sin\left(\frac{\delta-\varphi}{\nu}\right) - (U_{C1} - U_{EQ1}). \\ .(1 - cos\left(\frac{\delta-\varphi}{\nu}\right)) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$I_{AV2} = \frac{\nu}{2\pi}\begin{bmatrix} I_{L2}sin\left(\frac{\pi-\delta}{\nu}\right) - (U_{C2} - U_{EQ2}). \\ .(1 - cos\left(\frac{\pi-\delta}{\nu}\right)) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$I_{AV3} = \frac{\nu}{2\pi}\begin{bmatrix} I_{L3}sin\left(\frac{\varphi}{\nu}\right) - (U_{C3} - U_{EQ3}). \\ .(1 - cos\left(\frac{\varphi}{\nu}\right)) \end{bmatrix} \quad (14)$$

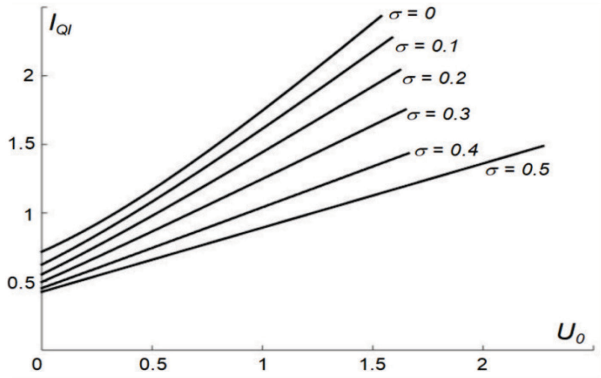
На база получените зависимости се определят токовете през транзисторите и диодите на „входния“ инвертор (I_{QI}, I_{DI}) и транзисторите и диодите на „изходния“ инвертор (I_{QR}, I_{DR}):

$$I_{QI} = I_{AV1} + I_{AV2} \quad (15)$$

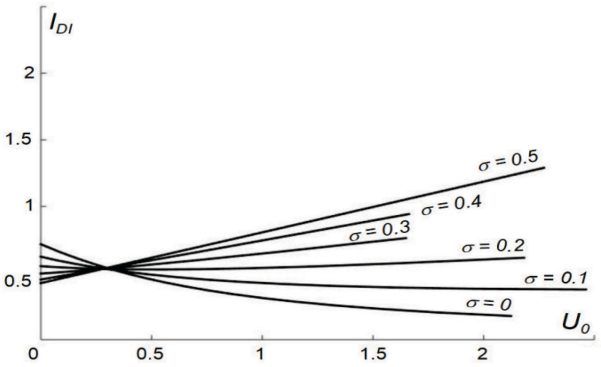
$$I_{DI} = I_{AV3} \quad (16)$$

$$I_{QR} = k.I_{AV1} \quad (17)$$

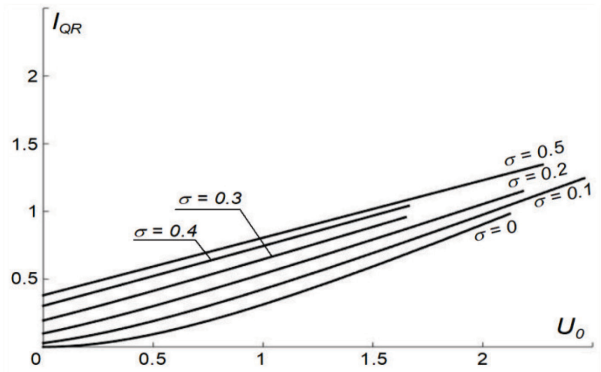
$$I_{DR} = k.(I_{AV2} + I_{AV3}) \quad (18)$$



***Фиг. 5**. Зависимости на тока през транзисторите на „входния“ инвертор от изходното напрежение*

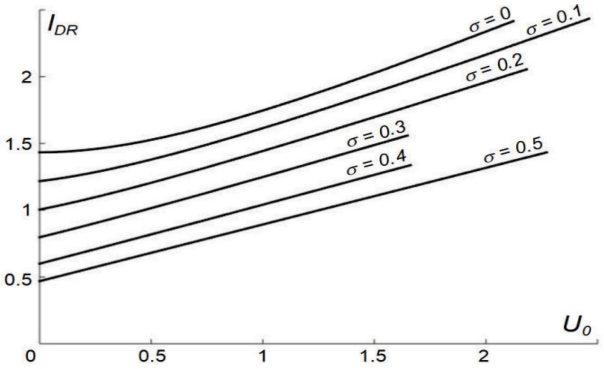


***Фиг. 6**. Зависимости на тока през диодите на „входния“ инвертор от изходното напрежение*



***Фиг. 7**. Зависимости на тока през транзисторите на „изходния“ инвертор от изходното напрежение*

От фигурите се вижда, че с изключение на диодите на инверторното стъпало, с нарастване на изходното напрежение нараства и тока през съответния полупроводников елемент, като за определени стойности на управляващия параметър тази зависимост е правопропорционална.



***Фиг. 8**. Зависимости на тока през диодите на „изходния“ инвертор от изходното напрежение*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С нарастване на изходното напрежение, се увеличава и натоварването върху ключовите елементи. Тази зависимост, обаче не се наблюдава и при диодите на инвертора. За някои стойности на ъгъла на управление – натоварването върху приборите намалява с увеличаване на изходното напрежение.

Получените резултати могат да се използват за бъдещи изследвания.

REFERENCE

[1] N. Kumar, S. Chopra, A. Chand, R. Elavarasan anf G. Shafiullah, “Hybrid Renewable Energy Microgrid for a Residential Community: A Techno-Economic and Enviromental Perspective in the Context of the SDG7”, Sustainability, 2020, 12(10), 3944, https://doi.org/10.3390/su12103944

[2] F. Krismer, Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies. PhD thesis, ETH Zurich, 2010

[3] A. Melkonyan, High Efficiency Power Supply Using New SiC Devices. PhD Thesis, University of Kassel, 2007

[4] R. Barrero, J. Mierlo and P. Lataire, “Design of Bidirectional Series Resonant Converter as Peak Power Unit in Hybrid Electric Vehicles”, Industrial Technology (ICIT), March 2010, pp. 1102 – 1107

[5] Lichev, A. and Mihov, V. (2021) Resonant Converter Operation at Different Frequency Ratios, Electronics ET 2021, Sozopol, Bulgaria, 15 - 17 September 2021, Proceedings, in print

[6] A. Lichev, "Bidirectional Resonant Power Converters". PhD Thesis, University of Food Technologies - Plovdiv, 2018.

LED LIGHTING TECHNOLOGIES FOR DISINFECTION OF THE HUMAN ENVIRONMENT

Pylyp Hovorov[1], Anastasiia Kindinova[1], Iryna Ivankova[1], Kateryna Hovorova[1]
[1] *O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv*

Abstract
Currently, the COVID-19 pandemic has highlighted the issue of preventing new environmental pollution. Under these conditions, lighting technology and disinfection technologies open up wide opportunities for the use of ultraviolet radiation. The studies carried out made it possible to establish the possibility of using ultraviolet LEDs to process various media for their disinfection, to develop a methodology and program for calculating ultraviolet LED installations for disinfecting various media, including those infected with COVID-19, to develop the design and parameters of the installation.

Keywords: lighting technology, ultraviolet LEDs, disinfection, installation for disinfection, COVID-19.

INTRODUCTION

During the pandemic, one of the main questions was how to prevent the spread of viruses. But human exposure to the environment increases the risk of new infections that can infect humans; along with humans, more than 60% of such infections come from animals - mainly those living in the wild. Consequently, plans for recovery from the COVID-19 pandemic, and in particular plans to reduce the risk of future epidemics, should focus on the root of the problem, not just the early detection and control of disease outbreaks. Overexploitation of natural resources also increases the risk of outbreaks of infectious diseases like COVID-19 - diseases that are transmitted to humans from animals, the UN said. The current pandemic is a clear example of a threat to human well-being,

It is known that many viruses are transmitted by airborne droplets and through contaminated surfaces. As for the pandemic, all types of its transmission are still unambiguously unknown. It is believed that COVID-19 is predominantly transmitted from person to person through close contact. However, there is some uncertainty as to the relative importance of the different routes of transmission of the SARS-CoV-2 virus that triggered COVID-19 in 2019. A growing body of evidence suggests that once it enters the air, the virus remains viable for a longer period of time and is transmitted over longer distances than previously thought. In addition to close contact with infected people and touching surfaces on which the virus persists,

As evidenced by the results of studies carried out by Ukrainian and Japanese scientists (O. M. Beketov NUUEK under the leadership of Prof. Hovorov P.P., Nichia Corp. TOKUSHIMA in Anan, Tokushima Prefecture, etc.), one of the effective ways of disinfection the human environment is the use of light sources with a certain spectrum of radiation. The experience of using such sources for the disinfection of the environment has shown that its irradiation with lamps in the ultraviolet spectrum with a wavelength of 260-280 nm provides a high level of bactericidal water purification, especially in conditions of a multi-level structure of networks and a multi-stage technology for its disinfection. [5, 6]

The existing sources of UV rays in bactericidal installations are mainly based on the use of gas-discharge mercury-argon or mercury-quartz lamps, in which UV radiation of the bactericidal range is generated during the electric discharge. They are installed in a quartz sleeve at the location closest to the source of pollution. Disinfection occurs by direct exposure to UV rays on microorganisms. Under

these conditions, the presence of harmful substances in space leads to the absorption of light radiation, which reduces the effectiveness of disinfection. This requires constant cleaning of the outer surface of the quartz cover from the sediment that accumulates on its walls, and also causes relatively high energy costs. Besides, the design of such germicidal installations allows cleaning only in places that have a very high bacterial contamination. Unfortunately, in such germicidal installations, there is no aftereffect, which is unacceptable. In this regard, installations for disinfecting the environment based on bactericidal lamps are ineffective, although quite attractive in general. Therefore, the search for new and improvement of existing technologies for the disinfection of the environment is an urgent problem of great importance, especially given the state and consequences of the COVID-19 pandemic. In this regard, installations for disinfecting the environment based on bactericidal lamps are ineffective, although quite attractive in general.

EXPOSITION

Analysis of recent research and publications.

Ultraviolet (UV) irradiation technology is widely used. Ultraviolet light can be an insurmountable barrier against all known microorganisms. It is especially effective against microorganisms resistant to chemical agents. In order for the UV equipment to cope with the tasks set, it is necessary to provide the required radiation range and correctly select the power of bactericidal radiation in order to ensure the required disinfection effect. In particular, for the disinfection of domestic and urban environments, a UV dose of at least 30 mJ/cm^2 should be used. [1] But in practice, the matrix of the medium is so unique that a given dose can be either more than enough or not enough at all. Ways to improve the methods and technical means of disinfection in general should be sought in new methods, providing for the use of more flexible and energy efficient systems. As the analysis shows, high technical and economic indicators provide bactericidal installations based on LED light sources, which, along with improved energy characteristics, also provide the possibility of dispersing bactericidal installations and the possibility of multi-stage disinfection. At the same time, studies of disinfection processes and determination of requirements for germicidal installations based on ultraviolet LED light sources, especially for COVID-19 conditions, have not yet been carried out. This applies to lighting and electrical calculations of germicidal installations based on LED light sources, which hinders their introduction into existing disinfection systems and determines the low energy and lighting efficiency of such installations and the unrestrained growth of infection, primarily on COVID-19. The above requires research on the creation of scientific and methodological foundations for calculating germicidal installations based on LED light sources and determining the requirements and parameters of germicidal installations based on ultraviolet LED light sources, which is able to ensure overcoming the consequences of the COVID-19 pandemic. The first experiments on inactivation of COVID-19 viral particles indicated the effectiveness of using LED sources of deep ultraviolet radiation under these conditions, providing inactivation of 99.9% of the proportion of coronavirus. [2]

Methods and technical means of disinfection.

To solve the problem of environmental pollution, a distributed disinfection system based on the use of energy-efficient ultraviolet LED light sources is being considered. This opens up the possibility of locating bactericidal installations at each source of infection, which makes it possible to avoid the re-development of microorganisms, since when organic cells are exposed to various pathogens with ultraviolet radiation of a spectral composition from 200 to 400 nm, cell destruction is observed. Since the purpose of the installation of ultraviolet radiation is to neutralize bacteria, then only photons with an energy that is capable of breaking the bond of protein molecules by radiation with a wavelength of λ <300nm should have bactericidal properties in them. Analysis of the graphical dependencies shown in Fig. 1 [3, 4, 5], leads to the conclusion that the greatest efficiency of bactericidal installations is provided by light sources with a wavelength of 254 - 258 nm.

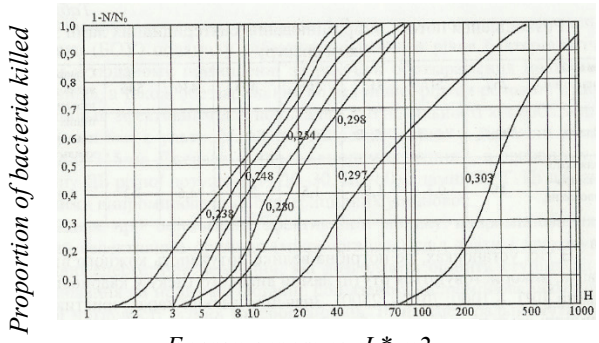


Fig. 1. *Spectrum of effective bactericidal action of radiation*

In the research laboratory of the Nippon Telegraph and Telephone Corporation, under the leadership of Dr. Yoshitaka Tannyasu, LEDs based on aluminum nitride have been created, which allow emitting light in the ultraviolet range with a wavelength of up to 210 nm. Their use is able to provide distributed disinfection of a significant amount of contamination of elements located over a large area. However, the widespread introduction of such light sources in bactericidal installations is constrained by the lack of programs and methods for the lighting design of installations based on them. [6]

Calculation of UV LED light sources.

When calculating disinfecting emitting light installations based on LED light sources, the traditional approach to calculating the light distribution of a single element that shines cannot be applied, and requires calculating the entire area within which the elements that shine are located, taking into account the interaction of these elements in creating a general light distribution and their interactions with the environment. As evidenced by the results of the analysis, the patterns of light distribution of LED light sources are insufficiently studied and have a low accuracy of their description, the calculation of the characteristics of UV light emitters based on them is a rather difficult and unsolved problem.

The studies carried out by the authors [3,4] indicate that the structural model of visualization of the light space created by UV-LED light sources can be realized only for individual LEDs. The lack of technical and methodological support for lighting visualization programs based on LED light sources leads to low efficiency of installations based on them.

Analysis of publications devoted to modeling a light space using LED light sources and descriptions of methods for calculating the light distribution of light sources and lighting devices (LF) based on them [1, 5, 7] showed that mainly publications are devoted to the description of processes in LED light sources for specific conditions.

The bactericidal installation considered by the authors is based on the design of a UV-emitting device, which consists of an n-th number of LEDs, which opens up the possibility of developing a wide variety of design and technical solutions in their design. Therefore, to determine the optimal number of LEDs and their light distribution, taking into account their relative position in the joint venture at the design stage, it becomes necessary to simulate the light distribution of the joint venture and create on its basis a technique for synthesizing installations with specified properties. A detailed method was developed by the authors and presented in [8].

The calculation of the number of irradiators in the design of germicidal installations is acceptable for practice. The calculation of germicidal installations can be carried out using the methods below.

The main parameter of the bactericidal irradiator is the passport value of its performance $\text{Пр}_{0,95}$ $м^3/ч$ with bactericidal effectiveness $J_{бк} = 95\%$ for a sanitary indicative microorganism, the following parameters can be determined:

- Number of irradiators

$N_{обл.(0,95)} = V_п 3600 K_з / \text{Пр}_{0,95} \cdot t$, pcs., (1)

Where Кз = 1.1-1.5 - safety factor; t - exposure time 900 s for open feeds, 3600 s for closed ones.

- The performance of the irradiator at an arbitrary value of the bactericidal efficiency, for example, Jbk = 90%

$$\text{Пр}_{0,9} = \text{Пр}_{0,95}\left[\left(\ln\left(1 - J_{бк(0,95)} \cdot 10^{-2}\right)\right) / \left(\ln\left(1 - J_{бк(0,9)} \cdot 10^{-2}\right)\right)\right], \text{m}^3/\text{h} \quad (2)$$

- Indicator of the efficiency of the irradiator

$$П_{э.обл} = \text{Пр} / 10^{-3} \text{P}_{обл} Ц_{обл}, \text{m}^3/\text{kWth*UAH.}, \quad (3)$$

where $\text{P}_{обл}$ – feed power, W; $Ц_{обл}$– irradiator price, UAH

The introduction of a safety factor into the formula allows us to take into account the decrease in the effectiveness of germicidal installations in real operating conditions due to a number of factors affecting the parameters of germicidal lamps. These include:

- Fluctuations in the mains voltage that negatively affect the LEDs and can lead to their failure.
- Reducing the bactericidal flux of lamps during the service life up to 30% of the nominal.
- Influence of the relative humidity of the room air. At a relative humidity of more than 80%, the bactericidal effect of ultraviolet radiation drops by 30% due to the effect of shielding microorganisms with water droplets.
- Dustiness of the lamp surface, which can reduce the flux by up to 10%.

The above data allow, depending on the specific conditions, to select the value of the safety factor in the range of Кз = 1.1 - 1.5 in order to compensate for the listed negative factors. [9]

CONCLUSION

1. The studies carried out made it possible to establish the requirements for ultraviolet disinfection installations that can be applied in the context of the COVID-19 pandemic.

2. For certain conditions and purposes, the proposed energy-efficient disinfection unit based on ultraviolet LED light sources.

3. The developed methodology for calculating the parameters of bactericidal installations allows for a comparative analysis of various designs and various conditions for the use of installations and choose their economically feasible options.

REFERENCE

[1] Ivanov A. S. Determination of the minimum effectiveness of the ultraviolet radiation dose. http://wedeco.su/stati/101-modelnoe-obluchenie.html

[2] Y. Taniyasu and M. Kasu Polarization property of deep-ultraviolet light emission from C-plane AIN/GaN short-period superlattices, Appl. Phys. Lett. 99, 251112 (2011).

[3] Koshik O. B. Analysis of methods for modeling the curves of light-induced light / O. B. Koshyk // Svitlotekhnika and elektroenergetika. - 2009. - No. 3. - S. 65-68.

[4] Kolotyuk A. P. Model of light attachments based on light / A. P. Kolotyuk, V. O. Shevchenko // Light technology and electrical energy. - 2010. - No. 1. - Pp. 24-30.

[5] Hovorov P. P. Modeling of characteristics and characteristics of light devices based on energy-saving LED light sources / P.P. Hovorov, N.I. Nosanov, T.I. Romanova, O.V. King // Technical electrodynamics. That. issue "Power electronics and energy efficiency". Part 2. - Kiev: IEDNAN of Ukraine, 2012. - Pp. 95 - 101.

[6] Takeo Minamikawa, Takaaki Koma, Akihiro Suzuki, Takahiko Mizuno, Kentaro Nagamatsu, Hideki Arimochi, Koichiro Tsuchiya, Kaoru Matsuoka, Takeshi Yasui, Koji Yasutomo, Masako Nomaguchi. Quantitative evaluation of SARS-CoV-2 inactivation using a deep ultraviolet light-emitting diode. Scientific Reports, 11, Article number: 5070 (2021). doi: 10.1038 / s41598-021-84592-0

[7] P. P. Hovorov, V. P. Govorov, O. V. Korol, T. I. Romanova // Bulletin of the National. tech. un-tu "KhPI": zb. sciences. pr. Themes. vip. : Problems of an automated electric drive. Theory and practice. - Kharkiv: NTU "KhPI". - 2015. - No. 12 (1121). - Pp. 369-373.

[8] United States Environmental Protection Agency. Indoor Air and Coronavirus (COVID-19) https://www.epa.gov/lep/koronaviruse-covid-19-i-vozduhe-v-pomeshchenii

[9] A. L. Wasserman, V. G. Yuzbashev Methods of ultraviolet bactericidal air disinfection and assessment of the bactericidal efficiency of irradiation technology. "Svetotekhnika", 2004, No. 3, pp.6-9

ANN APPROACH FOR MAGNETIC GEAR DESIGN OPTIMIZATION

Miglenna Todorova[1], Iliana Marinova[1], Valentin Mateev[1]
[1] *Technical University of Sofia, Department of Electrical Apparatus, Sofia 1156, Bulgaria*

Abstract
This paper presents an artificial neural network (ANN) approach for design optimization of magnetic gear device. Proposed approach employs the ANN as an optimization problem parameters preselection. ANN is trained over a finite element method numerical magnetic model results. 3D solver based on T-*Ω formulation is used for axial magnetic gear magnetic field modeling. Radial basis function (RBF) ANNs are used in the optimization method implementation.*

Keywords: magnetic gears, optimization, artificial neural network.

INTRODUCTION

Design optimization of electromagnetic devices is a complex computational problem. Depending on used problem formulation electromagnetic design optimization can be considered as ill-posed inverse problem [1, 2]. Many electromagnetic applications could require solving of such inverse problems concerning parametric design optimization, but in complex devise structures computational complexity could limit the quality of the obtained solution [3-5].

Many engineering systems optimization tasks are causing problems for which the artificial neural networks (ANN) can be successfully applied [6,7]. Real world tasks lead to inverse problems which are in most cases ill-posed. If a standard ANN approach is applied to such inverse problems in a straightforward manner, the model will either converge approximating the target data and representing their average value, or will not converge in some cases of infinite number of output values for each input. These approaches frequently provide very poor performance, since the average of the possible solutions is not necessarily itself a solution. The ANNs could be applied as a fast unstructured algorithmic approach with low computational cost in numerical field analysis both for forward and inverse problems. At present ANNs are well developed and documented techniques for a wide range of data processing applications. [3-7]

This paper presents an artificial neural network (ANN) approach for design optimization of magnetic gear device. Proposed approach employs the ANN as an optimization problem parameters preselection. ANN is trained over a finite element method numerical magnetic model results.

AXIAL MAGNETIC GEAR

The design of the axial magnetic gear, under consideration, consists of a high-speed rotor, modulating steel segments and of a low-speed rotor. The permanent magnet pairs mounted on the high-speed rotor are 2. The modulating steel segments are 7. The permanent magnet pairs mounted on the low-speed rotor are 5. Fig. 1 shows the assembly view of the magnetic gear.

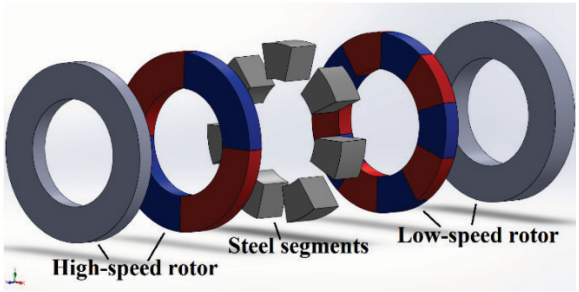


Fig. 1. *Axial magnetic gear side view.*

The sketch of the axial magnetic gear with dimensions is depicted in Fig. 2.

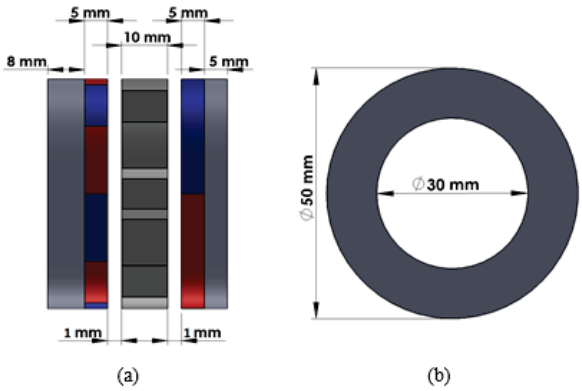


Fig. 2. *Axial magnetic gear sized drawing.*

Axial magnetic gear design materials used for the modeling are presented in Table II. The number of the design elements are shown in Table I.

TABLE I. NUMBER OF THE AXIAL MAGNETIC GEAR'S ELEMENTS AND GEAR RATIO

Symbol	Quantity	Value
p_1	high-speed rotor's permanent magnet pairs	2
p_2	number of the modulating steel segments	7
p_3	low-speed rotor's permanent magnet pairs	5
G_{13}	gear ratio	2.5

The dimensions of the elements of the axial magnetic gear are shown in Table III.

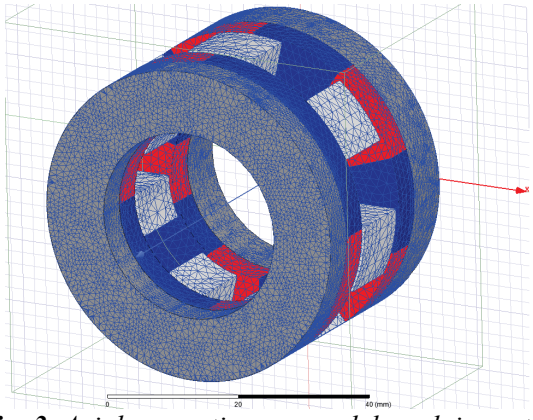


Fig. 3. *Axial magnetic gear model mesh isometric view.*

TABLE II AXIAL MAGNETIC GEAR'S MATERIALS

Material of the rotor's yokes	low carbon steel AISI 1008
Material of the permanent magnets	NdFeB35 alloy
Material of the steel segments	low carbon steel AISI 1008

The used materials of the rotor's yokes, of the permanent magnets and of the modulating steel segments are shown in Table II.

TABLE III AXIAL MAGNETIC GEAR'S ELEMENT DIMENSIONS

Symbol	Quantity	Units	Value
d	inner diameter	mm	30
D	outer diameter	mm	50
T_{HSR}	thickness of the yoke of the high-speed rotor	mm	5
T_{PM1}	thickness of the permanent magnets of the high-speed rotor	mm	5
δ_1	air gap of the high-speed rotor	mm	1
δ_3	air gap of the low-speed rotor	mm	1
T_{SS}	thickness of the modulating steel segments	mm	10
T_{LSR}	thickness of the yoke of the low-speed rotor	mm	8
T_{PM3}	thickness of the permanent magnets of the low-speed rotor	mm	5
l_{stack}	stack length of the axial magnetic gear	mm	39

AXIAL MAGNETIC GEAR MODELING

3D Ansys-Maxwell solver based on **T-Ω** formulation is used for axial magnetic gear magnetic field modeling. Specific formulation details on similar 3D magnetic gear design model could be found in [6]. The FEM mesh of the axial magnetic gear model is depicted in Fig.3. Surrounding free space domain is not shown. The number of the finite elements of the axial magnetic gear's parts are shown in Table IV.

TABLE IV NUMBER OF THE FINITE ELEMENTS OF THE AXIAL MAGNETIC GEAR'S PARTS

Domains	Number of the finite elements	Percentage coefficient of the number of all finite elements, %
Air	253 984	54.02
Yoke of the high-speed rotor	62 426	13.28
Yoke of the low-speed rotor	52 103	11.08
Modulating steel segments	13 946	2.97
Permanent magnets mounted on the high-speed rotor	52 448	11.16
Permanent magnets mounted on the low-speed rotor	35 251	7.50
Total	470 158	100 %

ANN FOR OPTIMIZATION

ANN Input/Output data training is a directed method which leads to changes in synaptic weights of the ANN neuron links by adopting a set of known training examples. Each example consists of a unique input signal and desired response output. The training is performed by continues ANN entrance data variation of submitted sample signal and corresponding synaptic weights changing so as to minimize the difference between the resulting output of the ANN and the desired signal. This is repeated many times for all the examples, while trained to achieve a state of ANN for a modification of synaptic weights is insignificant. This ANN is trained to match inputs to outputs. ANNs have the ability to change its synaptic weights depending on changes in the environment. This allows to be trained ANN and trained again in accordance with changes in external conditions of ANNs. The combination of the architecture of the ANN recognition with their adaptability makes them a powerful tool for the realization of adaptive classification and identification.

Accuracy of responses - in the context of the problem of recognition, ANN not only define an object belonging to a class, but also provide information on how accurate is their answer. This can be used to optimize the classification process. Integrity of information - knowledge is coded as a structure in the ANN and the activation of neurons that build them. Each neuron output weight coefficients are potentially influenced by the activation of all neurons. Therefore, global integrity of the information is a major characteristic of ANN. Error resistance - ANN have the potential to be resistant to faults. This means that if a small fraction of neurons does not work, the responses of the network will not change substantially. This effect is due to the distributed nature of logic remembered by the ANN.

Two parallel approaches are implemented here for the electromagnetic design optimization. First one is with ANN for objective function problem interpolation. Second one employs the ANN as an optimization problem parameters preselection. In both cases radial basis function (RBF) ANNs are used. In this specific optimization application, we consider single hidden layer RBF - ANN where a stochastic gradient descent optimization algorithm is used for backpropagation, and where the objective function minimization is estimated by mean-square error criterion. The output function **y** of the ANN could be defined by the following expression,

$$\mathbf{y}_{ANN}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{n} f(w_i \mathbf{x} + b_i) \tag{1}$$

where **x** is the input data vector, w_i weight coefficients matrix vector, the b_i bias norm and n is the number of the neurons in the hidden layer.

Optimization objective function could be directly associated with $\mathbf{y} = f(\mathbf{x})$, in that case ANN is a direct interpolation of the optimization objective function that maps the search space [1-5]. That approach suffers from many disadvantages in many design parameters and multiobjective optimization. Benefits are not so significant due to complex trading and large data sets needed for that purpose. Here to train the ANN in that particular magnetic gear example was tested and trained over a FEM numerical model, where at the end the model is finally bypassed the trained ANN. First design optimization approach block scheme is demonstrated in Fig.4(a).

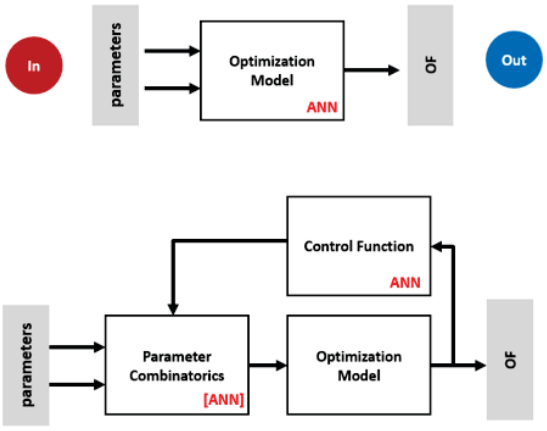


Fig. 4. *ANN for objective function interpolation (a) and optimization process control and parameters preselection (b).*

Second implemented design optimization approach employs the ANN as an optimization problem control and parameters preselection. Optimization control approach block scheme

is shown in Fig.4(b). ANN is trained over optimization parameters control during the ongoing optimization process. Gradient descent directed method data has been provided and used for ANN training, combinations of input design parameters are selected by the ANN and gradient reposition steep is also controlled by the ANN.

We consider RBF - ANN with one internal hidden layer with 5 neurons, in the first layer we have one input (gradient of objective function) and three outputs at the third layer for the predicted values of: magnetic gear diameters, axial lengths and air-gaps. Preselected predicted values are then used and confirmed in the 3D FEM optimization model, as it is shown in Fig.4(b).

ANN is implemented via a Matlab NNet toolbox.

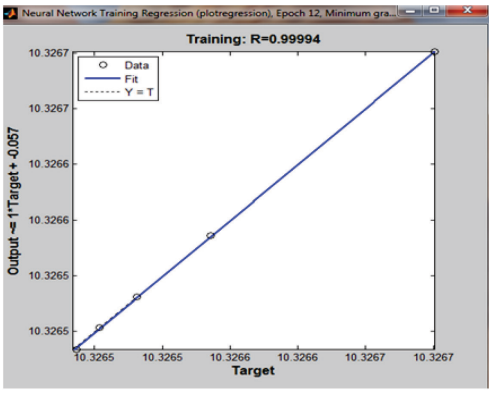


Fig. 5. *ANN fit regression linearity.*

Magnetic model data fit after the trading is presented in Fig.5. Fig.6 and Fig.7, are representing the ANN training iterative results in 12 sequential epochs.

DISCUSSION

The two implemented here approaches are tested on axial magnetic gear design optimization problem.

First one is with ANN for objective function problem interpolation. Second one employs the ANN as an optimization problem parameters preselection. In both cases RBF - ANNs are used. In this specific optimization application, we consider one hidden layer RBF – ANN. Second one implemented design optimization approach employs the ANN as an optimization problem control and parameters preselection. ANN is trained over optimization parameters control during the ongoing optimization process. Gradient descent directed method data has been provided and used for ANN training, combinations of input design parameters are selected by the ANN and gradient reposition steep is also controlled by the ANN.

In first case under investigation the ANN is a direct interpolation of the optimization objective function that maps the search space. That approach suffers from many disadvantages in many design parameters and multiobjective optimization. Benefits are not so significant due to complex training and large data sets needed for that purpose. Here we consider three parameters convex problem with ANN with one internal hidden layer with 5 neurons, in the first layer we have three inputs (magnetic gear diameters, axial lengths and air-gaps) and one output at the third layer for the objective function. Estimated ANN residual RMS error after the dataset training is estimated below 10^{-9}. Outside the training dataset but within constrain limits RMS drops to 10^{-2}. Larger problems will need exponentially increasing sizes of ANNs, so this direct interpolation approach looks tapped for a direct inversion. But in future stochastic ANNs could bring light in the computational bottleneck for larger inverse problems. Also interesting direction is the complete bypass of the computational field problems and coupled field problems [5,6], where ANN interpolation theoretically must provide strong benefits, especially in cases with time-dependent problems with repeating global matrices and non-linarites with double skews. Not least such ANN interpolations approaches have a huge potential in the emerging field of 3D visualization and virtual reality where the real time processing and algorithm speed of reaction has an advantage over the accuracy.

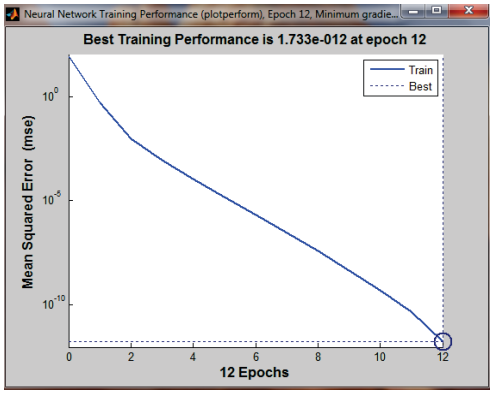


Fig. 6. *Mean square error during training epochs.*

However, in the seconds investigated optimization approach the considered ANN is again with one internal hidden layer with 5 neurons, in the first layer we have one input (gradient of objective function) and three outputs at the third layer for the predicted values of magnetic gear design parameters. In that case the control function of the ANN is not limited by the number of optimization parameters. Even a small ANN could control a huge multi-parametric optimization models if trained properly. Such ANNs schemes could mimic stochastic search algorithms as evolutionary genetic algorithms, multi-agent particle swarms, etc. ANNs will just mimic effectively the stochastic search algorithm, which means that search process is iterative and the gain will come from the reduced number of iterations from better adaptive control strategy.

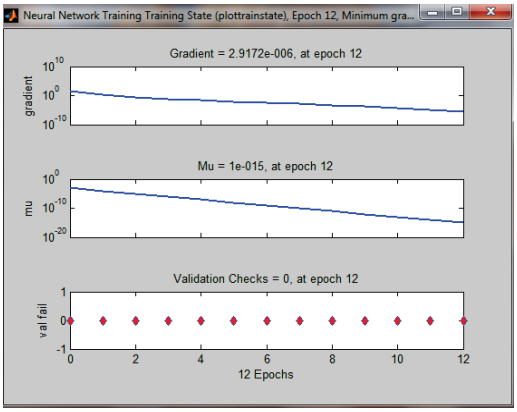


Fig. 7. *ANN training iterative results.*

CONCLUSION

Magnetic gear optimization approach by a ANN controlled model has been presented. Two parallel approaches are implemented. First one is with radial basis function ANN used for objective function problem interpolation. Second one employs the ANN as an optimization problem parameters preselection. ANN interpolation model that employs, in a natural and effective way, an inversion algorithm providing a solution of the electromagnetic device design problem. Further development of this optimization model can propose an efficient general solution to the electromagnetic device design problem from the same complexity class. The interpolation ANN model and optimization ANN control are both applied to the magnetic gear design. The results obtained shows the effectiveness of the proposed optimization method with ANN.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the National Science Fund of the Ministry of Education and Science of the Republic of Bulgaria under contract DN17/5 “Mechatronic magneto-mechanical transmission systems”.

REFERENCE

[1] X. Zhang, Z. Song, J. Huang, G. Wang, T. Wang, “Analytical investigation of the magnetic-field distribution in an axial-flux modulated magnetic-geared machine”, 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2019, pp. 661-666.

[2] A. Darabi, M. Abolghasemi, R. Mirzahosseini, M. Sarvi-Maraghi, “Transient analysis of an axial flux magnetic gear”, 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2020, pp. 1-5.

[3] K. Dong, H. Yu, and M. Hu, “Study of an axial-flux modulated superconducting magnetic gear”, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 29, issue 2, 2019, pp. 1-3.

[4] H. Huang, J. Bird, A. Vera, R. Qu, “An axial cycloidal magnetic gear that minimizes the unbalanced radial force”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 56, issue 7, 2020, pp. 1-10.

[5] M. Kouhshahi, J. Bird, V. Acharya, K. Li, M. Calvin, W. Willians, S. Modaresahmadi, “An axial flux focusing magnetically geared generator for low input speed applications”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 56, isssue 1, 2020, pp. 138-147.

[6] V. Mateev, M. Todorova, I. Marinova, “3D Modelling of a Coaxial Magnetic Gear”, 11th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF), 2019, pp. 1-4.

[7] V. Mateev, M. Todorova, I. Marinova, “Analysis of Flux Density Harmonic Spectrum of the Coaxial Magnetic Gear”, 16th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), 2019, pp. 1-6.

MACHINE LEARNING APPROACH FOR ELECTRIC ARC DISCHARGE PARAMETERS ESTIMATION

Valentin Mateev[1], Martin Ralchev[1], Iliana Marinova[1]
[1] *Technical University of Sofia, Department of Electrical Apparatus, Sofia 1156, Bulgaria*

Abstract
This article presents a machine learning approach for electric arc discharge parameters estimation. The machine learning approach is implemented on multilayer convolutional neural network trained over a video stream of electric arc discharge in visible light spectrum. A convolutional neural network architecture performance is evaluated to estimate the efficiency in that particular application. The measured parameters of the electric discharge process are used in dedicated virtual instrument through which all needed dynamic and steady-state characteristics are calculated in real time and compared with predicted neural network results.

Keywords: machine learning, convolutional neural network, electric arc discharge.

INTRODUCTION

Many physical systems cause problems for which the artificial neural networks (ANN) can be successfully applied [1–9]. Real world tasks lead to inverse problems which in most cases are ill-posed. If a standard ANN approach is applied to such inverse problems in a straightforward manner, the model will either converge approximating the target data and representing their average value, or will not converge in some cases of infinite number of output values for each input. These approaches frequently provide very poor performance, since the average of the possible solutions is not necessarily itself a solution. The ANNs could be applied as a fast unstructured approach with low computational cost in numerical field analysis both for classification and pattern recognition. At present ANNs are well developed and documented techniques for a wide range of image processing applications. Also ANNs are used for image building, corresponding to training data sets with hierarchical structures between the building elements. [3-7]

This article presents a machine learning approach for electric arc discharge parameters estimation. The machine learning approach is implemented on multilayer convolutional neural network trained over a video stream of electric arc discharge in visible light spectrum. A convolutional neural network architecture is evaluated in order to estimate the efficiency in that particular application. The process observations are performed by experimental setup associated with DAQ (Data Acquisition) device and a personal computer. Software package LabVIEW is used together with required drivers for data acquisition devices. The measured parameters of the discharge process are used in dedicated virtual instrument through which all needed dynamic and steady-state characteristics are calculated in real time and compared with predicted neural network results.

CNN ARCHITECTURE

In the field of Machine Learning (ML), the Convolutional Neural Networks (CNN) are a class of deep, feed-forward artificial neural networks that has been applied successfully to analyzing image data. They could be applied as a fast unstructured approach with low computational cost in numerical field analysis both for forward and inverse problems. At the present CNN are well developed and documented techniques for wide range of image processing techniques. Also CNN are used for image building corresponding to training data sets. [1-4]

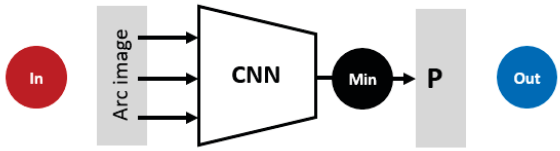


Fig. 1. *CNN architecture.*

CNN are organized as a typical radial basis function neural network where data size is reduced on each next network layer. Convergence is based on stepwise local filtering and aggregation with defined pooling function. They are especially used for image recognition and object classification applications on pixelated image data [2], [3]. In the proposed approach CNN architecture (Fig.1) uses a multi-layered input image of an electric arc discharge.

CNN architecture uses one convolutional flow with multilayer filter 3 × 3 pixels with stride steep 1 and convolution steep -1. Laplace operator is used for pooling function. Convolution function is presented on (1),

$$\mathbf{X}_j = \sum_{i=1}^{n} \nabla w_{(i-c)(j-c)} \mathbf{X}_i \,, \qquad (1)$$

where $\mathbf{X}_i$, $\mathbf{X}_j$ are the vectors of the input and output layers respectively, over *n*-sized filter, with convolution descent c, by the gradient of weighted coefficients w_{ij}. At the presented architecture filter size is 3×3 (i=9), which is forming 2×2 matrix of weighted gradients and output vector X_j is with 2×2 size (j=4) in c = -1 convolution step.

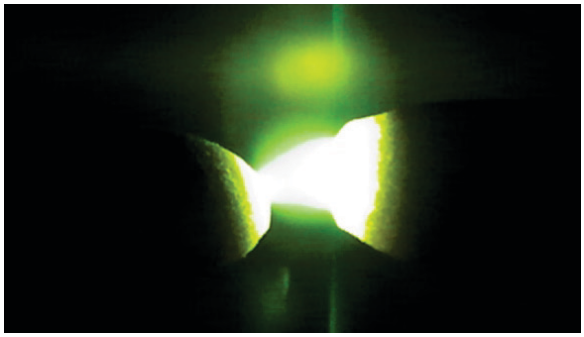


Fig. 2. *UV filtered optical picture of arc discharge between round tips of two graphite electrodes, arc length as electrode distance is set to 3 mm.*

ELECTRIC DISCHARGE TESTING

All presented data are directly measured by real-time data acquisition system with sampling rate up to 50 kS/s. Results are representing steady-state discharge, where electric results are acquired at the 1st second after ignition and contains 6 full 50 Hz periods or complete of 120 ms of voltage and current data. Acoustic results are recorder at arc discharge ignition and have a duration of 3 s after the beginning.

UV filtered optical picture arc discharge between round tips of two graphite electrodes, arc length as electrode distance is set to 3 mm.

Main harmonics are compressed and approved for data collection of the sensing node on every 20 s.

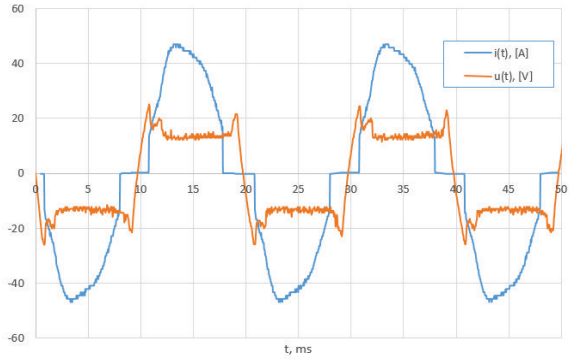


Fig. 3. *AC arc discharge current and voltage oscilograms.*

AC arc discharge current and voltage oscilograms are presented in Fig.3. RMS integrated current are around 22.3 A at voltage of 18 V. Corresponding electric power is 400 W. Arc length is 3 mm. Load inductance is negligible.

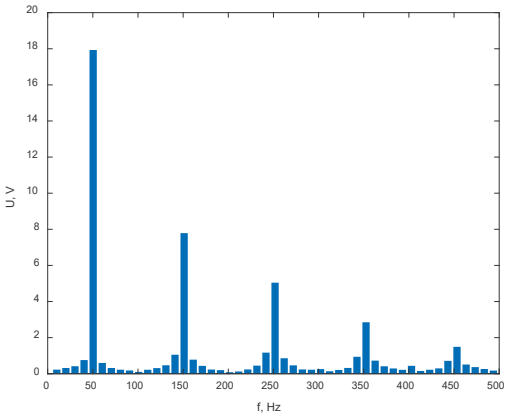


Fig. 4. *Arc discharge voltage harmonic spectrum content.*

Arc voltage harmonic spectrum content obtained by FFT at 10 Hz steps is presented in Fig.4. Main harmonics are 3rd, 5th, 7th, etc. Which are coming from ignition time interruptions and power supply transformer

nonlinearities. These data could be filtered with the no-arc voltages harmonics which are not related with arc discharge voltage.

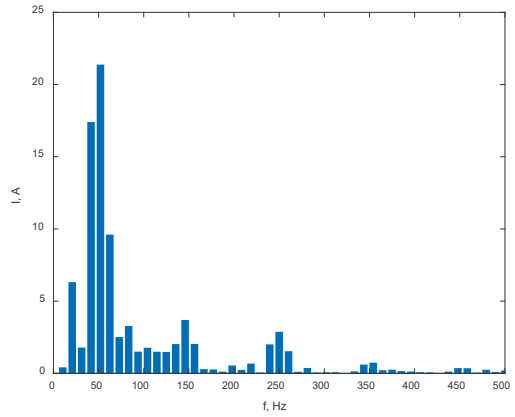


Fig. 5. *Arc discharge current harmonic spectrum content.*

Arc current harmonic spectrum content obtained by FFT at 10 Hz steps is presented in Fig.5. There is a relatively huge harmonic distortion below 250 Hz, most of it below 150 Hz.

Electric parameters presentation is limited to 500 Hz, after harmonic amplitudes are becoming negligible compared to first main harmonic.

AC arc discharge electric power is presented in Fig.6. No-arc time periods with zero current are visible. Peak arc power is reaching 600 W or 400 W continues power estimated by rms values of main harmonic.

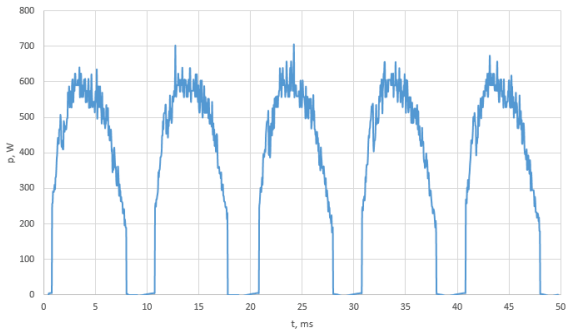


Fig. 6. *AC arc discharge dynamic electric power.*

Electric power harmonic spectrum content obtained by FFT at 10 Hz steps is presented in Fig.7 and Fig.8. Power spectrums are separated into two frequency ranges, first up to 600 Hz and second from 600 Hz to 2000 Hz. Discharge power has doubled the current and voltage harmonics. So peak frequencies at doubled i.e. 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz are observable as 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz. In second range, from 600 Hz to 2000 Hz, amplitudes are reduced nearly 20 times, but significant groups are easily detected around 800 Hz, 1200 Hz, 1600 Hz and 2000 Hz. In Fig.8, FFT is performed again at 10 Hz bin, where at 100 Hz bins groups will be boldly groped and interconnected.

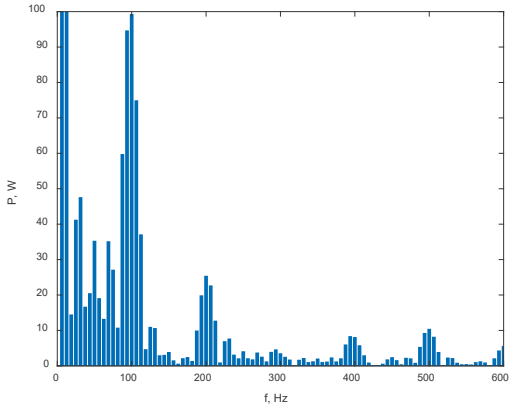


Fig. 7. *AC arc discharge dynamic electric power.*

Electric power arch discharge spectrums are separated into two frequency ranges, first up to 600 Hz (Fig.7) and second from 600 Hz to 2000 Hz (Fig.8). Measured AC electric arc discharge acoustic power spectrum from 1 Hz to 2000 Hz is presented in Fig.9. Electric results as power, voltage and current, have been acquired at the 1st second after ignition and contains 6 full 50 Hz periods or complete of 120 ms of voltage and current data. Acoustic results are recorder at arc discharge ignition and have a duration of 3 s after the beginning. Fig.9 spectrum is integrated for 3 s interval of acoustic power in dBm.

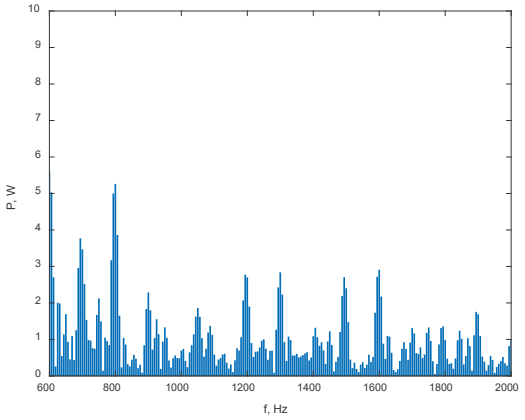


Fig. 8. *Electric power harmonic spectrum from 600 Hz to 2000 Hz.*

Frequency and time samplings of electric and acoustic spectrums are different. Electric sampling is 50 kS/s, for 120 ms series, with 10 Hz bins in spectrograms. Acoustic sampling is 44 kHz, at 100 ms sample groups, with 50 Hz spectrum bins.

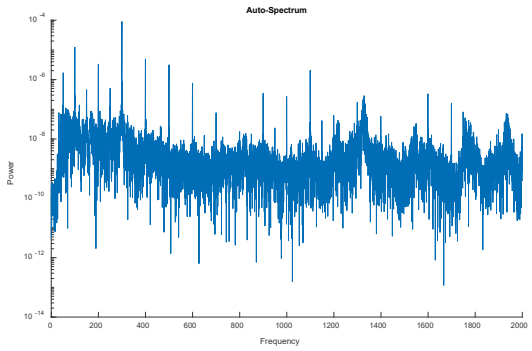


Fig. 9. *AC electric arc discharge acoustic power from 1 Hz to 2000 Hz.*

Frequency and time samplings of electric and acoustic spectrums are different. Electric sampling is 50 kS/s, for 120 ms series, with 10 Hz bins in spectrograms. Acoustic sampling is 44 kHz, at 100 ms sample groups, with 50 Hz spectrum bins.

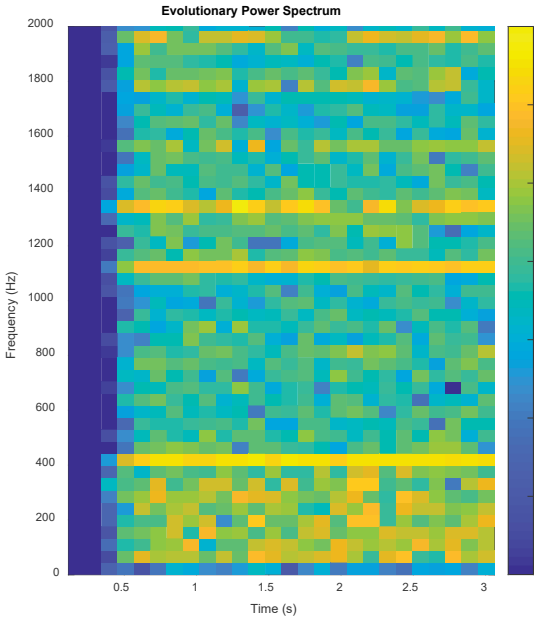


Fig. 10. *AC electric arc discharge acoustic power amplitude (dBm), for frequency range from 1 Hz to 2000 Hz, at 0 to 3 s time series.*

There is a good agreement between electric power spectrum and acoustic power spectrum of the AC arc discharge. Correlation is good for electric power spectrum to acoustic power spectrum, but not for current and voltage repeatability frequencies. These means that discharge acoustic spectrum is related mainly with pressure fluctuations, temperature fluctuations, volumetric ionization and other important effects, that could be detected by acoustic spectrum measurements as an indirect electrically decoupled source of information for diagnostic and monitoring systems of LV and HV electrical equipment.

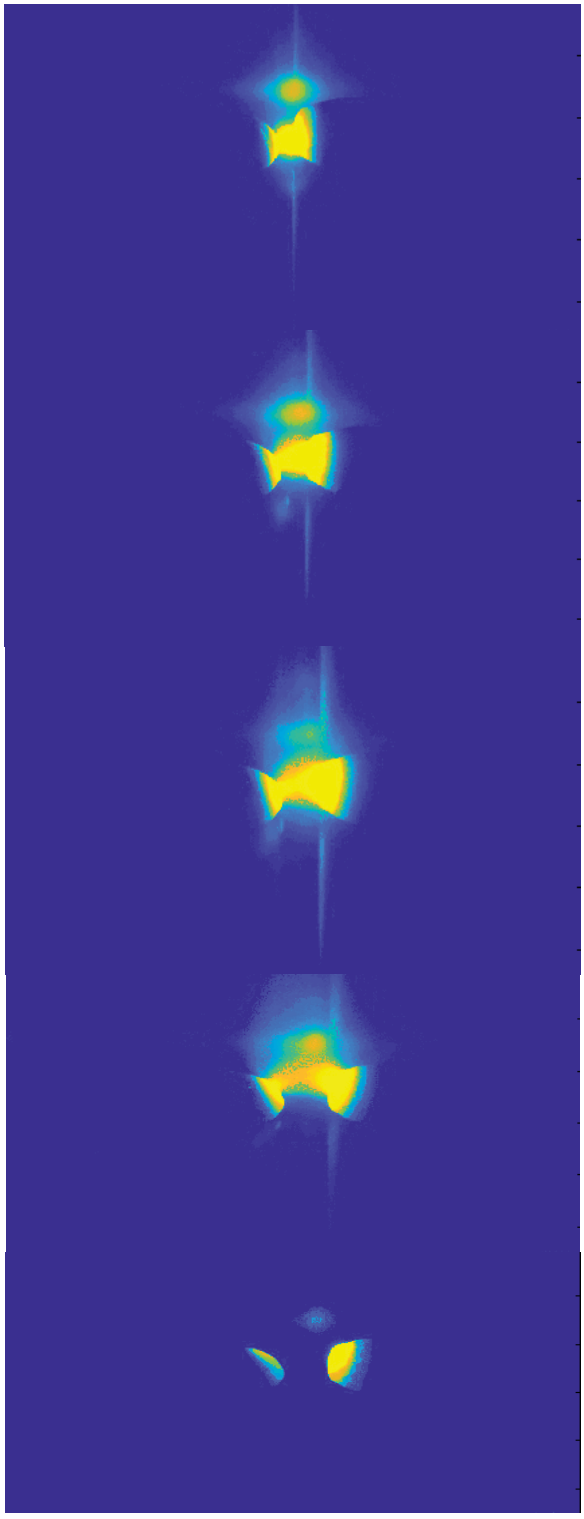


Fig. 11. *AC electric arc discharge image data.*

CONCLUSION

Measurements of atmospheric pressure AC electric arc discharge by visual image processing by CNN have been performed. Electric parameters of discharge are recorder simultaneously. Correlation of visual image data spectrum to electric voltage, current and power has been estimated. Analysis of harmonic spectrums by FFT of electric and visual image discharge dynamic parameters has been performed. Overlapping of electric and visual results is presented in the frequency domain. There is a good agreement between electric power spectrum and visual image spectrum of the AC arc discharge.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the National Science Fund of the Ministry of Education and Science of the Republic of Bulgaria under contract DN17/5 “Mechatronic magneto-mechanical transmission systems”.

REFERENCE

[1] V. Mateev, R. Tanev, I. Marinova, "Simulation of electric and thermal fields of high voltage interrupter vacuum chamber," 2014 18th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), 2014, pp. 1-4.

[2] A. Gaunce et al., "DC Arc Flash: Expanded Incident Energy Equation for 125 V Substation Battery Backup Systems," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 57, no. 2, pp. 1183-1192.

[3] J. Chaparro, G. Ramos, D. Celeita, "The Effects of Means of Grounding and Asymmetrical Current on Arc Flash," 2021 IEEE/IAS 57th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), 2021, pp. 1-6.

[4] S. Huang, Y. Liu, L. Xiong, H. Zhang, F. Lin, "Destruction Characteristics of Electric Pulse Discharge," 2020 IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE), 2020, pp. 1-5.

[5] Z. Zhang, X. Tang, W. -J. Lee, "Preemptive Medium-Low Voltage Arc Flash Detection with Geometric Distribution Analysis on Magnetic Field," 2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2020, pp. 1-9.

[6] S. Saad, N. El Naily, A. Elhaffar, T. Hussein, F. A. Mohamed, "Time-Current-Voltage Overcurrent Scheme for Reliable Microgrids Protection Considering Arc Flash Incident Energy," 2020 11th International Renewable Energy Congress (IREC), 2020, pp. 1-6.

[7] J. Onsager, M. J. Higginson, "Arc Flash Energy Calculation Methods and Challenges for Microgrids," 2020 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2020, pp. 1-5.

[8] V. Mateev, G. Ivanov, I. Marinova, "Vibration and Noise Analysis of a Coaxial Magnetic Gear," 2019 II International Conference on High Technology for Sustainable Development (HiTech), 2019, pp. 1-4.

[9] R. Tanev, V. Mateev, I. Marinova, Coupled field and circuit modeling of electric arc discharge, 7th International PhD Seminar on Computational electromagnetics and bioeffects of electromagnetic fields – CEMBEF, Niš, Serbia, 28-31 August 2013, pp 71-74.

[10] Z. Wang, R. Wang, C. Yan, L. Wang, J. Wu, "Heat Dissipation Improvement of Medium-Voltage Switch-gear: Simulation Study and Experimental Validation," 2019 5th International Conference on Electric Power Equipment - Switching Technology (ICEPE-ST), 2019, pp. 522-526.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВРЕМЕТО ЗА ИЗКЛЮЧВАНЕ НА ДИФЕРЕНЦИАЛНОТОКОВА ЗАЩИТА

Цвятко Колев Върбов
Технически университет – Габрово

RESEARCH BREAK TIME OF RESIDUAL CURRENT DEVICE

Tsvyatko Kolev Varbov
Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Abstract

To protect people against direct and indirect contact, use residual-current device. One of the most important characteristics of residual-current device is the time to turn off automatically. In this paper is discussed test method for research break time of residual-current device.

Keywords: residual-current device, short circuit, break time, leakage current.

ВЪВЕДЕНИЕ

За защита на хората срещу директен и индиректен допир и на електрически вериги срещу пожар използваме диференциалнотокова защита. Една от най-важните характеристики на диференциалнотокова защита е времето за изключване. В настоящата статия е разгледан метод за изследване на времето за изключване на диференциалнотокова защита.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Времето за изключване на диференциалнотокова защита е свързано с защитата на хората срещу директен и индиректен допир. Това време на изключване е нормирано в наредба № 3 от 9 юни 2004 г. за устройството на електрическите уредби и електропроводните линии. Разпоредбите в глава седем на цитираната наредба се прилагат за защита срещу поражения от електрически ток в електрическите уредби с напрежение до и над 1000 V при нормална работа (защита срещу директен допир) и при условия на дефект на изолацията (защита при индиректен допир или защита при дефект). Раздел шест е свързан с мерки за едновременна защита срещу директен и индиректен допир. Според Чл. 206. ал.(1) не се допуска при схема TN времето за автоматично изключване на захранването да превишава стойностите, посочени в наредбата. Тези времена се считат за достатъчни за осигуряване на защитата срещу поражения от електрически ток, включително при групови вериги, захранващи подвижни и преносими електропотребители и ръчни електроинструменти. При номинално фазово напрежение 220 (230)V на мрежата, максималното време за изключване е 0,4s [1], [2] . В настоящата статия е разгледан метод свързан с изследване и измерване на времето за изключване на диференциалнотокова защита.

Диференциалнотоковата защита (ДТЗ), (защитен прекъсвач или прекъсвач за остатъчен ток на английски: *residual current device*, RCD) е електрически апарат, който се поставя в електрическите табла на апартаментите и сградите. На разговорен език ДТЗ често се нарича и *дефектнотокова защита*.

Основното ѝ предназначение е:

- да намали риска от поражение от електрически ток (протичане на ток през тялото на човек). Като за целта трябва да

изключи веригата за време, по-малко от необходимото за нанасяне на сериозни поражения върху човек;

- да намали риска от пожари поради повреди в електрическите инсталации дължащи се на ток на утечка към земя.

Ако човек неволно се докосне до части от електрическата инсталация, които нормално се намират под напрежение (директен допир), през неговото тяло протича ток. Този ток е от порядъка на десетки милиампери, което означава, че автоматичният прекъсвач или предпазителят няма да изключат (те сработват при токове от порядъка на десетки ампери) и следователно не могат да защитят човека в такъв случай. Единственото средство, което би могло да се ползва за защита (намаляване на риска, а не сигурна защита) в случая е диференциалнотоковата защита.

Праговата стойност за ток през човешкото тяло, приета за защита на човека от вредното действие на електрическия ток, е 30 mA. Следователно диференциалнотокова защита с чувствителност 30 mA е сигурно средство за защита на хората от поражение от електрически ток.

Номиналният неизключващ диференциален ток $I_{\Delta n0}$ не трябва да бъде по-малък от половината на номинален изключващ диференциален ток $I_{\Delta n}$.

Диференциалния ток на сработване $I_{\Delta cp}$ трябва да е в диапазона:

$$0{,}5I_{\Delta n} \leq I_{\Delta cp} \leq I_{\Delta n} = 30mA \qquad (1)$$

Диференциалнотоковите защити биват няколко типа [3], [4] :

- тип AC – за приложение в нормални променливотокови вериги без наличие на хармоници или пулсиращи съставки на постоянен ток;

- тип A – за приложение във вериги, „замърсени“ с хармоници или пулсиращи съставки на постоянен ток, с преобладаващи консуматори като компютри, изправители, луминесцентно осветление и т.н.;

- тип F – подобен на Клас A, но с обхват на действие до 1000 Hz и постоянен ток до 10mA;

- тип B – са подходящи за защита на товари с нелинейна характеристика, които при земно съединение могат да генерират токове на земно съединение с високи пулсиращи съставки на постоянен ток (повече от 6 mA) и/или висока честота [1], [3].

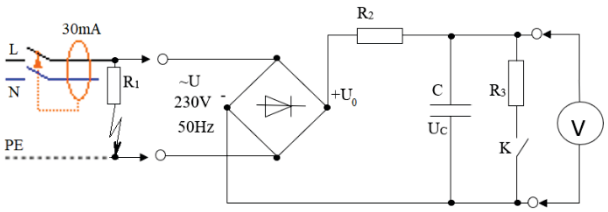
При нарушена изолация на проводниците протича т. нар. ток на земно съединение (от фазовия проводник към земя в мястото на повредата на изолацията). Тези токове, даже и да са малки, освен че предизвикват опасност за човека, също така разрушават с времето изолацията на проводниците, предизвиквайки нагряване. С времето това може да доведе до късо съединение и пожар.

Голям процент от пожарите в сгради се дължат на повреди в изолацията на електрическата инсталация. Доказано е, че при стойност на ток на утечка към земя над 500 mA се създава сериозен риск за възникване на пожар. Тъй като ток с такава стойност не може да предизвика изключването на защитаващия автоматичен прекъсвач, навременното изключване на повредения участък може да бъде гарантирано само с дефектнотокова защита [4], [5] .

За защита от пожар по електрически причини се препоръчва диференциалнотокови защити с ток на сработване не по-голям от 300 mA.

На фигура 1 е показана схема на постановката за изследване на времето на изключване диференциалнотокови защити тип AC.

Чрез резистор R_1 се задава необходимия ток на утечка за задействане на диференциалнотоковата защита. Напрежението върху резистор R_1 се подава към токоизправител.

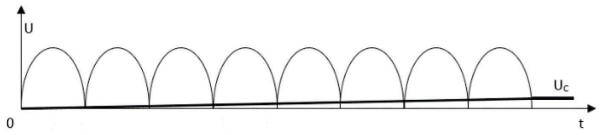


Фиг. 1. *Схема на постановка за изследване на времето на диференциалнотокова защита тип AC*

Чрез токоизправителя това напрежение е се преобразува от променливо в постоянно напрежение. Полученото постоянно напрежение U_0 зарежда кондензатор C през резистор R_2. Напрежението върху кондензатора нараства до момента на сработване на диференциалнотоковата защита. Нарастването на напрежението върху кондензатора ще зависи от интервала от време между момента на

протичане на ток на утечка и момента на сработване на диференциалнотоковата защита. Чрез ключ К и резистор R_3 се разрежда кондензатора за следващо измерване. Напрежението върху кондензатора се измерва с цифров волтметър V.

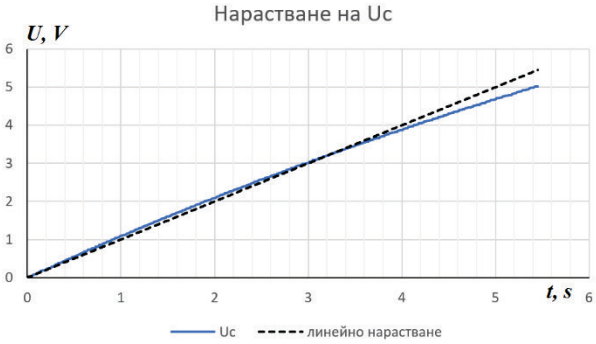
За интервалът от време между момента на протичане на ток на утечка и момента на изключване на диференциалнотоковата защита след токоизправителя ще има низ от положителни полупериоди. Напрежението на кондензатора ще нараства до момента на изключване на диференциалнотоковата защита и ще остане на тази стойност. На фигура 2 са показани низ от положителни полупериоди и напрежението на заряд на кондензатора.



Фиг. 2. *Времедиаграми на напрежението след изправителя и на напрежението върху кондензатора*

Времедиаграмата на напрежението на заряд на кондензатора е нелинейна с продължителност свързана с времеконстанта определена от веригата R_2C. В самото начало на времедиаграмата нарастването на напрежението е близко до линейно.

На фигура 3 са показани времедиаграми на напрежението след изправителя и на напрежението върху кондензатора от конкретната постановката за изследване на времето на изключване на диференциалнотокови защити тип АС. Грешката между линейното нарастване и нарастването на напрежението на кондензатора U_C до 5-та секунда е под 5%.



Фиг. 3. *Времедиаграми свързани с грешката от измерванията*

Напрежението на кондензатора U_C в момента на изключване на диференциалнотоковата се определя от зависимост близка до:

$$u_c = U_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \qquad (2)$$

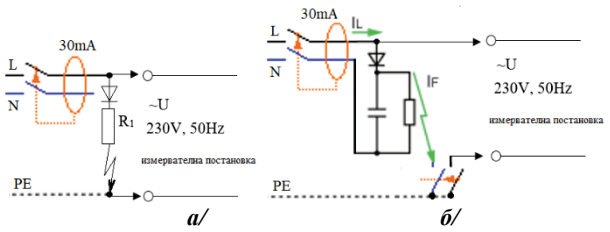
Времеконстантата τ на RC групата R_2C за конкретната постановка на фиг.1 е близка до 200s. Така за времена до 5s се работи в област от времедиаграмата на заряд на кондензатор близка до линейна.

При работа в линейната област можем да използваме и зависимост:

$$U_C = \frac{I_{\text{ср}}.t}{C} \qquad (3)$$

Ако изберем елементите с подходящи стойности можем да постигнем отношението $\frac{I_{\text{ср}}}{C}$ да бъде равно на единица, при което напрежението ще съвпада с времето на изключване. Чрез подходящо отношението $\frac{I_{\text{ср}}}{C}$ можем да получим напрежение кратно на времето на изключване.

За изследване на времето на изключване на диференциалнотокови защити тип А, последователно на резистор R_1 се свързва диод. Това ще доведе до наличието на постоянна съставка в тока на утечка. На фиг. 4а е показана промяната в постановката за измерване на времето на изключване на диференциалнотокови защити тип А.



Фиг. 4. *Схема на постановката за изследване на времето на диференциалнотокова защита тип А и тип В*

За изследване на времето на изключване диференциалнотокови защити тип F и диференциалнотокови защити тип В се реализира постановка свързана с конкретната форма на ток на утечка. На фиг.4б е показан примерен вариант за изследване на диференциалнотокова защита тип В. Чрез двоен ключ се осигурява ток на утечка и сигнал към измервателната постановка.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Времето на изключване на диференциалнотокови защити е свързано с защита на хората срещу поражения при директен и индиректен допир. Посочения метод за изследване позволява измерването на времето на изключване на диференциалнотокови защити. Методът може да се използва и при лабораторни упражнения с цел изучаване на работата на диференциалнотокови защити.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Protection against earth fault with Residual Current Devices – ABB /https://library.e.abb.com/public/TechnicalGuideEN.pdf

[2] Ministry of energy and energy resources - Ordinance No. 3 of June 9, 2004 on the Construction of Electrical Appliances and Wiring Lines.

[3] Schneider Electric - How to design efficient earth fault protection Version : 1.3 - 08/06/2021

[4] https://en.wikipedia.org/wiki/Residual-current_device

[5] Principle of work over fastwork of the apparatuses for protection of current in mine electricalnetwork effect Karcelin E., University of Mining and Geology "St. Ivan Rilski", 1700 Sofia, Bulgaria, 2005

СРАВНЕНИЕ НА НЯКОИ ПАРАМЕТРИ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНА СЪВМЕСТИМОСТ НА ДИМЕРИ

Цвятко Колев Върбов, Красимир Маринов Иванов
Технически университет - Габрово

COMPARISON OF SOME PARAMETERS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF DIMERS

Tsvyatko Kolev Varbov, Krasimir Marinov Ivanov
Technical University of Gabrovo

Abstract

The paper inhere describes a study of leading-edge dimmers and trailing -edge dimmers 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 dimming setting of electrical lighting loads change the harmonic composition of the current curve, which results in increased power and energy losses.

Keywords: Electromagnetic compatibility, Harmonics current, leading-edge dimmers, trailing -edge dimmers.

ВЪВЕДЕНИЕ

Светодиодните лампи (LED лампи) станаха доминиращи на пазара поради техните характеристики, като: енергийна ефективност, екологосъобразност, димируемост (регулиране на яркостта на светлината) и възможност за промяна на спектър (избор на цветна температура) [1, 2].

Регулирането на яркостта на светлината позволява да се увеличи допълнително енергийната ефективност и да се подобри осветеността на работното място. Поради тази причина димируемото осветление става все по-разпространено в ежедневието.

Димерите са устройства, свързани към осветително тяло и се използват за намаляване на яркостта на светлината излъчвана от лампите. Най-често това се постига чрез пропускане само на част от полупериода на синусоидата (фазово управление). Проблем при димеруемото осветление е, че допълнително се увеличава състава на хармонични в тока и се влошава факторът на мощност (cosφ).

Генерирането на допълнителни хармонични съставки и влошаването на фактора на мощност, предизвиква допълнителни загуби в захранващата мрежа и други негативни явления [3, 4, 5].

В Европа основният нормативен документ, регламентиращ граничните стойности за излъчвания на хармонични съставящи на тока на осветителни устройства (входен ток на устройства/съоръжения до и включително 16 A за фаза) е EN 61000-3-2:2014. В европейските стандарти за електромагнитна съвместимост (EMC) и наличие на хармоници са посочени изисквания само за осветление без регулиране [6].

Целта на работата е да се изследва факторът на мощност при използване на димируемо осветление.

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.

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

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):

$$PWHD = \sqrt{\sum_{n=14}^{40} n\left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \qquad (1)$$

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								

В Делегиран регламент (ЕС) 2019/2015 на комисията са въведени и следните дефиниции [9]:

„фликер“ означава възприемането на визуална неустойчивост, причинена от светлинен стимул, чиято яркост или спектрално

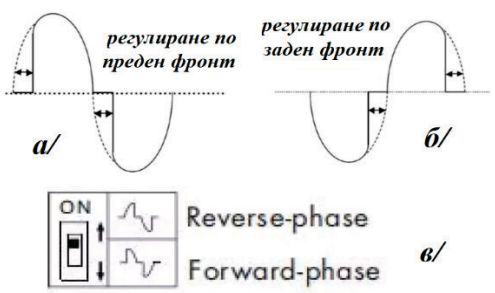
разпределение се колебаят във времето, от неподвижен наблюдател в статична среда. Колебанията може да са периодични и непериодични и може да са причинени от самия светлинен източник, от източника на захранването или от други фактори на въздействие.

„фактор на мощността (cos φ)“ означава косинусът на фазовия ъгъл φ между основната хармонична съставка на мрежовото напрежение и основната хармонична съставка на тока в мрежата. Използва се за светлинни източници, захранвани от мрежата, работещи със светодиоди или с органични светодиоди като технология за осветление.

Факторът на мощността се измерва при максимална мощност според базовите контролни настройки, когато е приложимо, като всички части за регулиране на осветлението са в режим на управление, а връзката с несвързаните с осветлението части е прекъсната, изключени са или са настроени на минимална консумация на енергия в съответствие с инструкциите на производителя [9].

Регулирането по време на преден фронт на полупериода на синусоидата се нарича Leading-Edge Dimming (също Triac dimmer или Forward phase dimmers) фиг. 1а. Регулирането по време на заден фронт на полупериода на синусоидата се нарича Trailing-Edge Dimming (също Transistor dimmer или Reverse phase dimmers) фиг. 1б. Съществуват димери, осигуряващи и двете възможности (Leading&Trailing-Edge Dimming) фиг. 1в.

LED лампите имат вграден драйвер за преобразуване на променливо в постоянно напрежение и поддържане на постоянен ток към светодиода. За да може LED лампата или осветителното LED тяло да работи с димер с управление по фаза, трябва електрониката на драйвера да бъде адаптирана за съвместна работа. На пазара се предлагат LED лампи или осветителни LED тела на които е отбелязано, че са предвидени за работа с димери (dimmable lamp).

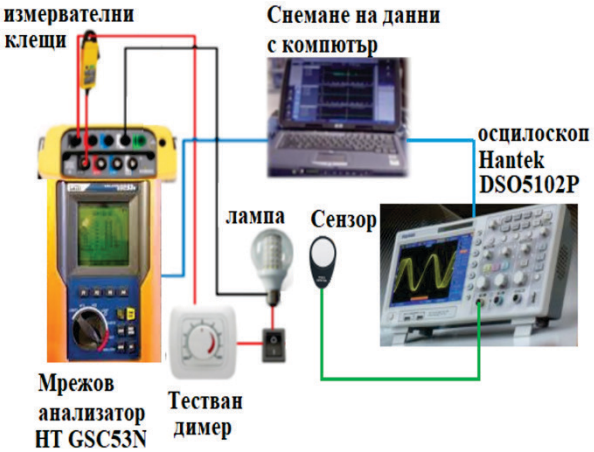


***Фиг. 1**. Фазово димиране*

За да се анализират характеристиките на димируемо осветление, бяха тествани различни димери при използване на лампи с функция за димиране. Всички тествани димери са проектирани да работят при напрежение 220-240 V.

При провеждане на изследването за хармонични „замърсявания“ и влошаване на фактор на мощност в електрическите уредби, предизвиквани от използването на димируемо осветление, са използвани димери и лампи на водещи фирми на българския пазар. Умишлено имената на фирмите не се споменават.

Изследванията на димерите са реализирани с три лампи. Първата е халогенна лампа. Втората е димируема LED лампа с големи пулсации в светлинния поток и слабо наличие на хармонични в тока. Третата е димируема LED лампа с много малки пулсации в светлинния поток и чувствително наличие на хармонични в тока.



***Фиг. 2**. Опитна постановка*

За да се изследва димируемо осветление е използвана опитната постановка показана на фиг. 2. Димируемото осветление се изследва при различна степен на димиране. Всеки димер е изследван самостоятелно.

В таблици 5 и 6 са показани част от резултатите при тези изследвания.

Таблица 5

Димер с управление в ключа					
Данни за лампа		LED лампа 12W		LED лампа 10W	
		светлина		светлина	
		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
cosφ		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

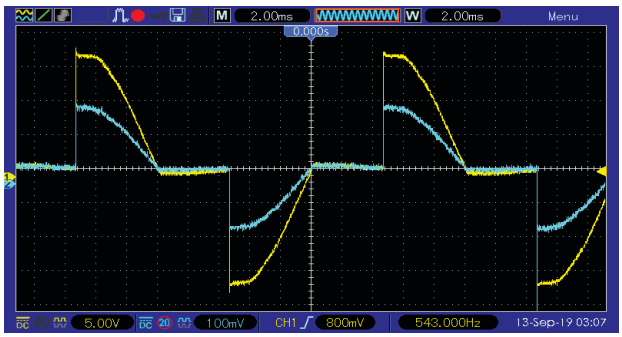
И в таблица 5 и в таблица 6 се наблюдава нарастване на амплитудата на хармоничните при минимална стойност на яркост спрямо максимална стойност.

В таблици 5 и 6 се вижда и влошаване на факторът на мощност при регулиране на яркостта на светлината. При минимални стойности на яркост, факторът на мощност има много по-ниска стойност спрямо максимална стойност.

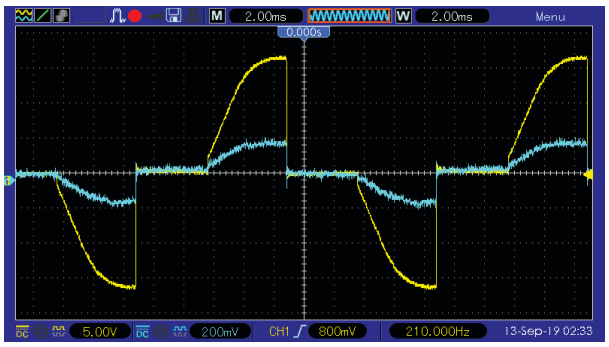
Таблица 6

Димер с дистанционно управление					
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 № на хармоник	1	69,2	26,3	40,7	21,2
	2	3,3	3	3,4	2,9
	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, % № на хармоник	1	100	100	100	100
	2	4,8	11,5	8,5	13,7
	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

На фиг. 3 са показани времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към халогенна лампа. Регулирането е по време на преден фронт на полупериода на синусоидата при фаза 90°. Между тока и напрежението след димера няма дефазиране, но има дефазиране между тока и напрежението на захранващата мрежа, което е показано на фиг. 5.

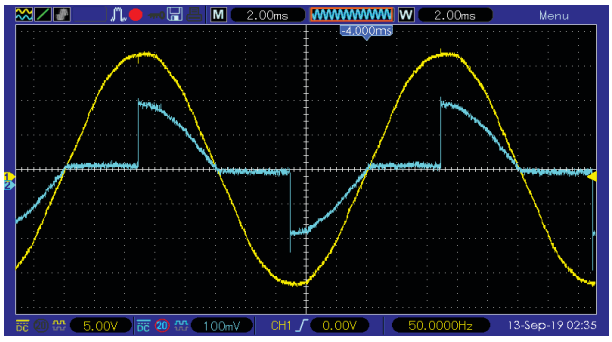


***Фиг. 3**. Времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към халогенна лампа при регулиране по време на преден фронт*

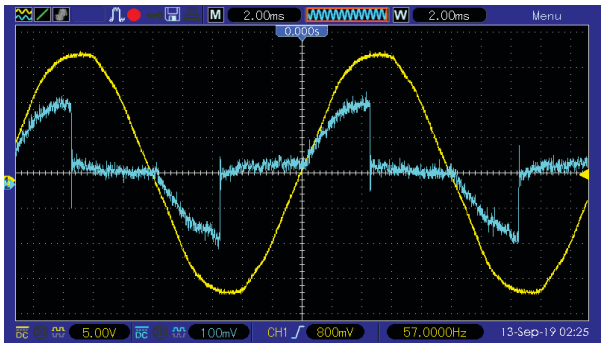


***Фиг. 4**. Времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към халогенна лампа при регулиране по време на заден фронт*

На фиг. 4 са показани времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към халогенна лампа. Регулирането е по време на заден фронт на полупериода на синусоидата при фаза 90°. Между тока и напрежението след димера няма дефазиране, но има дефазиране между тока и напрежението на захранващата мрежа, което е показано на фиг. 6.



***Фиг. 5**. Времедиаграми на напрежението на захранващата мрежа и тока подаван от димер към халогенна лампа при регулиране по време на преден фронт*

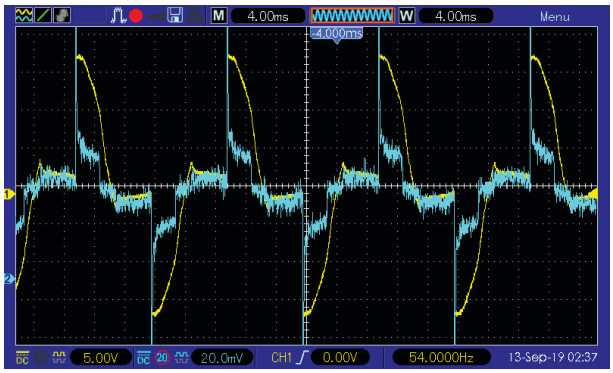


***Фиг. 6**. Времедиаграми на напрежението на захранващата мрежа и тока подаван от димер към халогенна лампа при регулиране по време на заден фронт*

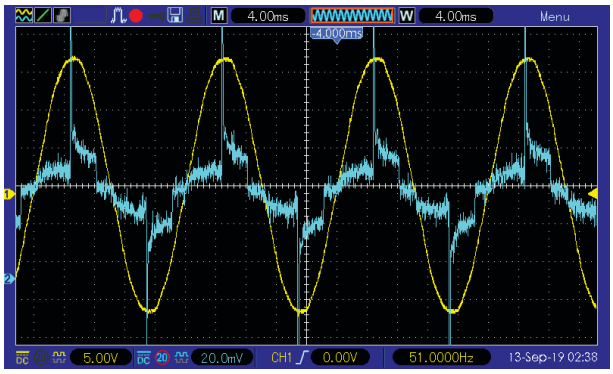
От времедиаграмите на фиг. 5 и фиг. 6 се вижда, че освен дефазирането между тока напрежението на захранващата мрежа има и промяна на характера на товара. От индуктивен характер (тока изостава от напрежението) фиг. 5 на капацитивен характер (тока изпреварва напрежението) фиг. 6.

На фиг. 7 са показани времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към LED лампа. Регулирането на фиг. 7 е по време на преден фронт на полупериода на синусоидата при фаза 90°.

На фиг.8 са показани времедиаграми на напрежението на захранващата мрежа и тока подавани от димер към LED лампа. Регулирането на фиг.8 е по време на преден фронт на полупериода на синусоидата при фаза 90°. На фиг.7 и фиг.8 се набладава импулс в момента на отпушване на триака.



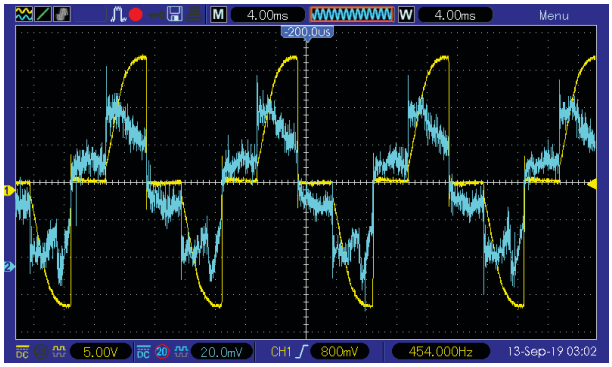
***Фиг. 7.** Времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към LED лампа при регулиране по време на преден фронт*



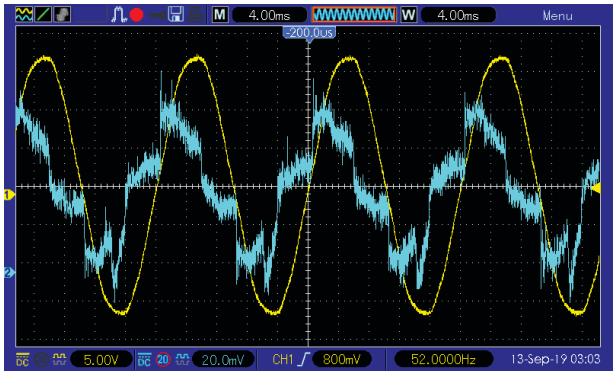
***Фиг. 8**. Времедиаграми на напрежението на захранващата мрежа и тока подаван от димер към LED лампа при регулиране по време на преден фронт*

На фиг. 9 са показани времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към LED лампа. Регулирането на фиг. 9 е по време на заден фронт на полупериода на синусоидата при фаза 90°.

На фиг. 10 са показани времедиаграми на напрежението на захранващата мрежа и тока подавани от димер към LED лампа. Регулирането на фиг. 10 е по време на заден фронт на полупериода на синусоидата при фаза 90°.



***Фиг. 9**. Времедиаграми на напрежението и тока подавани от димер към LED лампа при регулиране по време на заден фронт*



***Фиг. 10**. Времедиаграми на напрежението на захранващата мрежа и тока подаван от димер към LED лампа при регулиране по време на заден фронт*

Таблица 7

Регулиране по преден фронт				
Димер ключ триак				
Халогенна лампа 42W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	1	0,79	0,31
	cosφ спрямо $U_{димер}$	1	0,98	0,88
	Светлинен поток, %	100	50	0
LED лампа 1	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min 110°
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,99	0,89	0,72
	cosφ спрямо $U_{димер}$	0,99	0,95	0,86
	Светлинен поток, %	100	60	трептене
LED лампа 2 6,5W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,87	0,76	0,20
	cosφ спрямо $U_{димер}$	0,86	0,85	0,80
	Светлинен поток, %	100	84	14

В таблица 7 са показани резултати от измерванията с димер с регулиране по време на преден фронт на полупериода на синусоидата. Димерът е димер ключ триак с възможност за регулиране и изключване на захранващото напрежение. Измерванията са реализирани с трите описани лампи. Показани са резултати за cosφ спрямо $U_{мрежа}$, cosφ спрямо $U_{димер}$ и светлинен поток, %. Резултатите от измерванията са при начално положение на регулатора(max светлина), положение на регулатора на фаза 90° спрямо напрежението на захранващата мрежа и при минимално положение на регулатора (min светлина).

В таблица 8 са показани резултати от измервания с димер с регулиране по време на заден фронт на полупериода на синусоидата. Димерът се управлява с дистанционно управление. Измерванията са реализирани с трите описани лампи. Показани са резултати за cosφ спрямо Umрежа, cosφ спрямо Uдимер и светлинен поток, %. Резултатите от измерванията са при начално положение на регулатора(max светлина), положение на регулатора на фаза 90° спрямо напрежението на захранващата мрежа и при минимално положение на регулатора (min светлина).

Таблица 8

Регулиране по заден фронт				
Димер с дистанционно управление				
Халогенна лампа 42W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,98	0,71	0,28
	cosφ спрямо $U_{димер}$	0,99	0,96	0,99
	Светлинен поток, %	100	50	0
LED лампа 1 10W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,9	0,62	0,13
	cosφ спрямо $U_{димер}$	0,92	0,87	0,63

	Светлинен поток, %	Фликер 100	Фликер 68	0
LED лампа 2 6,5W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,71	0,48	0,08
	cosφ спрямо $U_{димер}$	0,74	0,80	0,67
	Светлинен поток, %	100	85	0

В таблица 9 са показани резултати от измерванията с димер с регулиране по време на заден фронт на полупериода на синусоидата. Димерът е димер ключ с възможност за регулиране и изключване на захранващото напрежение. Измерванията са реализирани с трите описани лампи.

Таблица 9

Регулиране по заден фронт				
Димер ключ				
Халогенна лампа 42W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,97	0,82	0,23
	cosφ спрямо $U_{димер}$	1	0,98	0,88
	Светлинен поток, %	100	50	0
LED лампа 1 10W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,97	0,74	0,47
	cosφ спрямо $U_{димер}$	0,99	0,98	0,8
	Светлинен поток, %	Фликер 100	Фликер 58	0
LED лампа 2 6,5W	фаза на $U_{димер}$	max	90°	min
	cosφ спрямо $U_{мрежа}$	0,86	0,61	0,23
	cosφ спрямо $U_{димер}$	0,87	0,86	0,88
	Светлинен поток, %	100	85	15

В таблица 9 са показани резултатите за cosφ спрямо $U_{мрежа}$, cosφ спрямо $U_{димер}$ и светлинен поток, %. Резултатите от измерванията са при начално положение на регулатора(max светлина), положение на регулатора на фаза 90° спрямо напрежението на захранващата мрежа и при минимално положение на регулатора (min светлина).

И при двата изследвани начина на регулиране на осветлението чрез димер (по преден и заден фронт) при халогенна лампа има плавно регулиране до минимум. Докато при електрозахранване на халогенна лампа без димиране няма хармонични в тока, то при димиране се появяват хармонични в тока. Регулирането на осветлението е свързано с влошаване на фактор на мощността. Регулирането на осветлението се реализира чрез регулиране на светлинния интензитет.

При регулирането на осветлението при димируема LED лампа с големи пулсации в светлинния поток регулирането е възможно до минимум. При ниски нива на светлинния поток се появяват трептения и прекъсвания. При регулиране има влошаване на фактор на мощността и нарастване на нивата на хармоничните. Регулирането на осветлението се реализира чрез промяна на широчината на импулсите през които лампата свети (ШИМ).

И при двата изследвани начина на регулиране на осветлението чрез димер (по преден и заден фронт) при димируема LED лампа с много малки пулсации в светлинния поток има плавно регулиране до минимум. При димиране нараства нивото на хармоничните в тока. Регулирането на осветлението се реализира чрез регулиране на светлинния интензитет.

При двата изследвани начина на регулиране на осветлението чрез димер освен дефазиране имаме и промяна на характера на товара.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Въз основа на проведено изследване на димери при димируеми лампи могат да се направят следните изводи:

1. Намаляването на светлинния поток при димиране на халогенни лампи и светодиодни лампи е свързано с повишаване на хармоничното замърсяване на електрическата мрежа;

2. Намаляването на светлинния поток при димиране на халогенни лампи и светодиодни лампи е свързано с понижаване на фактора на мощността;

3. При димери с регулиране по време на преден фронт на полупериода на синусоидата, вследствие на дефазирането между тока и напрежението, веригата има индуктивен характер;

4. При димери с регулиране по време на заден фронт на полупериода на синусоидата, вследствие на дефазирането между тока и напрежението, веригата има капацитивен характер;

Високото съдържание на хармоничните съставящи на тока и влошаването на фактора на мощност при димиране не е показано от производителя.

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.

[9] Commission delegated regulation (EU) 2019/2015 of 11 March 2019 supplementing Regulation (EU) 2017/1369 of the European Parliament and of the Council with regard to energy labelling of light sources and repealing Commission Delegated Regulation (EU) No 874/2012

ИЗМЕРВАНЕ НА ПАРАМЕТРИ НА ЧАСТИЧНИ РАЗРЯДИ НА ДВИГАТЕЛИ СРЕДНО НАПРЕЖЕНИЕ

Панайот Иванов Янков[1], Красимир Маринов Иванов[1]
[1]Технически университет – Габрово

MEASUREMENTS OF THE PARAMETERS OF PARTIAL DISCHARGES OF MEDIUM VOLTAGE MOTORS

Panayot Ivanov Yankov[1], Krasimir Marinov Ivanov[1]
[1]Technical University of Gabrovo

Abstract
The paper in brief describes various methods for measuring of partial discharges in insulating structures of medium voltage electric motors for the needs of their diagnostics. Measurements of the parameters of partial discharges of medium voltage electric motors manufactured during the period from 1976 to 1988 have been carried out.

Keywords: partial discharges, medium voltage, electric motor

ВЪВЕДЕНИЕ

Непланираните спирания на електрическите двигатели оказват значителен икономически ефект върху работните процеси в технологичните линии. Затова целта е да се осигури информация за точното им техническо състояние. Техниките, които позволяват диагностика посредством контрол в експлоатационни условия могат да бъдат използвани за оптимизиране на поддръжката, с цел постигане на надиеждност при работа в продължителен режим [1]. За тази цел през последните години са създадени различни тестове и методи за изпитване, които могат да бъдат с и без изключване на електрическото захранване. Изпитване без изключване или мониторинг може да се прави за продължително време през периода на експлоатация и благодарение на това предлага възможността да се запишат различни зависимости, определящи живота на изолацията. Автоматичното изследване на тези данни позволява ранно откриване на предстояща повреда. Изследване на параметрите на частични разряди (ЧР) е един от тези методи [3]. Тези изследвания се правят най-често при профилактичен ремонт или при установяване на първични индикации за повреда.

ИЗЛОЖЕНИЕ

В зависимост от физическите причини и зони на възникване, ЧР в изолационните системи на електрическите машини са разделени на външни и вътрешни.

Вътрешните ЧР възникват в места с понижена електрическа якост, така наречените "включвания", локално разположени в обема на изолацията. Те могат да бъдат мехурчета и разширени кухини, пълнени с газ и в по-малка степен чужди твърди метални и неметални включвания (прах, метални шаблони) шипове на вътрешни проводящи екрани. Появата на източници на вътрешни ЧР се дължи на технологични нарушения, както и на дефектиране на изолационния материал в процеса на работа [4]. В зависимост от видовете включвания механизмът на възникване на вътрешни ЧР в тях има своите разлики, но във всички случаи се наблюдават определени закономерности. Ча-

стични разряди във включването се наблюдават при следните условия:

- локалният интензитет на електрическото поле във включването трябва да надвишава диелектричната якост на газовия слой за съответните размери за включване;
- във включването трябва да има поне един електрон, който да предизвика физически механизъм на пробив в газовия слой;
- геометричните размери на включването трябва да бъдат достатъчни за осъществяване на механизъм за лавинен пробив [5].

Вътрешните ЧР представляват значителна опасност за електрическите изолации, направени на основата на термопластични органични диелектрици, като кабели с хартиено-маслена и полимерна изолация, маслени импрегнирани трансформатори и др. За разлика от това, термореактивната слюда, съдържаща се в изолацията на т.нар. високоволтови електрически машини, може да функционира нормално през целия гаранционен експлоатационен срок в присъствието на доста интензивни вътрешни ЧР. Трябва да се отбележи, че максималният привиден заряд на вътрешния ЧР в такава изолация може да достигне стойности от порядъка на 10^2-10^3 nC (Nano-Coulomb, нано-Кулон). В същото време не се наблюдава рязко влошаване на ресурсите, поради специфичните свойства на съвременната термореактивна изолация, съдържаща в състава си слюда – материал, характеризиращ се с максимална устойчивост на въздействието от ЧР [3]. Въпреки това, при определени условия, особено при продължително стареене в присъствието на газови включвания в голяма степен, интензивността на вътрешните ЧР може драстично да се увеличи, което води до прогресивно влошаване на изолацията на електрическите машини, т.е. се случва електрическо стареене, което в крайна сметка води до пълен пробив (изолацията е нарушена). Това се дължи на факта, че в корпуса на изолацията на съвременните електрически машини има неравномерност на електрическото поле, която се отчита с коефициент $K_{нер}$.:

$$K_{нер} = \frac{E_{макс}}{E_{ср}} \qquad (1)$$

където: $E_{ср}$ е средният интензитет на електрическото поле, равен на съотношението на работното напрежение U_K към дебелината на корпусната изолация d;

$E_{макс}$ – максимален интензитет на електрическото поле в изолацията на корпуса в краищата на ядрото на статора с радиус r, изчислен по израза:

$$E_{макс} = \frac{U}{d}\sqrt[3]{1.8^{d/r}} + 1 \qquad (2)$$

По този начин намаляването на радиуса на проводника води до увеличаване на интензитета на електрическото поле. В допълнение, поради технологични затруднения по време на навиване, в челата на намотките (завои и напуквания на ленти, съдържащи слюда, разслояване и въздушни пори) се формират изолационни дефекти, които са източници на интензивен вътрешен ЧР.

В резултат на това в тази област, при работно напрежение, има голяма вероятност да възникнат процеси, водещи до ЧР. На места с локално усилване на интензитета на електрическото поле е възможна появата и на външни, и на вътрешни ЧР. За разлика от вътрешните ЧР, разпределителните зони на тези ЧР не се намират вътре в изолацията на електрическа машина, а извън нея (в страничната и предната закрепваща област на намотката). Външните ЧР в изолационната система на високоволтовите електрически машини се характеризират с висока интензивност, привидният им заряд може да достигне стойности от 10^5 nC, а в крайни случаи дори и по-високи. По този начин външните части на изолацията на намотката, особено в челните области, са подложени на сериозно разграждане [1].

В зависимост от целите и класификацията на изпитванията, измерването на ЧР в изолационната система на статорната намотка може да се извършва както при нормална работа на електрически машини, без да се извежда от експлоатация, така и по време на извеждане от експлоатация, например при тестови изпитания по време на ремонтни работи [5]. Тестовете в тези два режима имат значителни разлики. В режим с изваждане от експлоатация, статори с ди-

станционни ротори или статорни намотки се подлагат на изпитване посредством преносими високоволтови инсталации с честота 50/60 Hz. Измерването на ЧР в изолацията на напълно монтирана статорна намотка се извършва индивидуално в изолацията на всяка фаза, а другите две фази са свързани към земята. В този режим може да се правят измервания при липса на външни и вътрешни смущения, създадени от работата на самата електрическа машина [4]. Трябва обаче да се има предвид, че при измерванията в режим на извеждане от експлоатация системата за изолиране на ядрото се подлага само на електрически ефекти, за разлика от режим, без да се извежда от експлоатация, където има въздействие на много фактори, включително допълнителни топлинни и механични натоварвания [8].

Използването на режима при извеждане от експлоатация обаче позволява някои измервания, които не могат да се извършват в режим, без да се извежда от експлоатация, напр. експериментално определяне на стойностите на напрежението на възникване и изчезване на ЧР. Освен това е възможно да се измери зависимостта на интегралните характеристики на ЧР от тестовото напрежение, което може да бъде полезно при определяне на степента на стареене на изолацията, особено ако същите зависимости са измерени в момента на пускане в действие на електрическата машина. Независимо от използвания режим на измерване, се записват сигнали (електрически, електромагнитни, акустични, оптични и др.), които се появяват по време на ЧР [7]. На тази база методите за измерване на ЧР са разделени на два основни типа – електрически и неелектрически. Тези измервания се регулират в съответствие със съответните международни стандарти. Електрическите методи имат сравнително висока чувствителност, така че сега те са широко използвани. В зависимост от записаните сигнали, те са разделени на електромагнитни и електрически методи. Електромагнитните методи включват регистрирането на ЧР с помощта на антени за външна или вътрешна работа.

Електромагнитните записващи устройства са проектирани да работят в диапазона на дължина на вълната в микрометри. В този случай се използват стационарни електромагнитни датчици (антени), монтирани в статорните отвори. Тези сензори са линейни тясночестотни антени, работещи в честотния диапазон от 10 MHz до 1000 MHz.

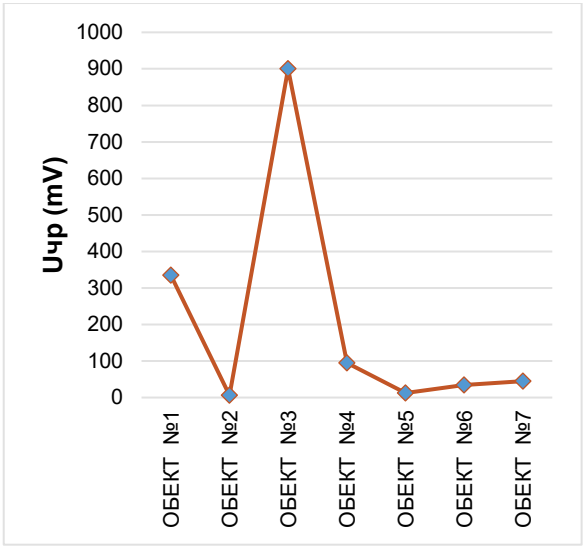
За измерване на ЧР в работен режим електрическите машини използват и външни сензори, които са радиоантени, работещи в честотния диапазон от 200 kHz до 20 MHz. Сензорът представлява бобина с феритна сърцевина, която е свързана с осцилоскоп с помощта на коаксиален кабел.

Сензорът сканира външната повърхност на изолацията, когато тестовото напрежение надвиши размера на напрежението, над което възникват ЧР. За тази цел сензорите са монтирани на диелектрични пръти, по време на движението на които, по дължината на каналите на статора, са фиксирани места с повишен интензитет на ЧР [6]. Такъв измервателен метод позволява точно да се определи районът на поява на ЧР. Електрическите методи се основават на регистрирането на високочестотни трептения в измервателната верига по време на работа. Тези измервателни схеми са намерили най-широко приложение, т.к. позволяват надеждно измерване на основните характеристики на ЧР и осигуряване на висока чувствителност. При регистриране на ЧР в отделни намотъчни елементи и монтирани статорни намотки на електрически машини, съгласно стандарта IEC60270 Техники за изпитване на високо напрежение - измервания на частични разряди [2], се използват измервателни вериги с включване на измервателен импеданс Z_{mi} в земния клон на свързващия кондензатор (капацитивен датчик) $C_{K.}$

РЕЗУЛТАТИ ОТ ИЗМЕРВАНИЯТА

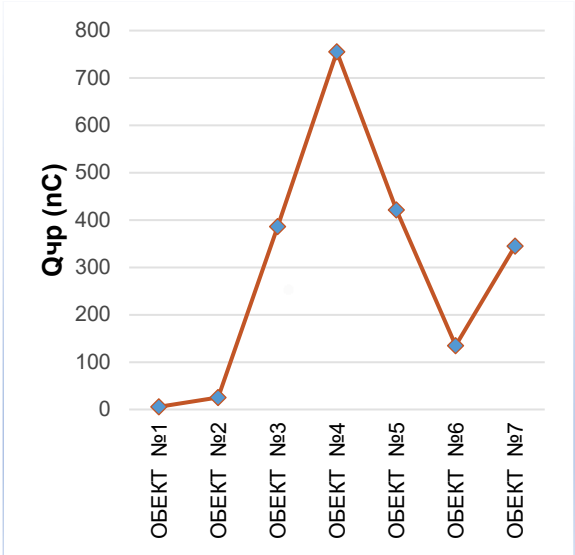
Измерванията са извършени с помощта на уред за измерване на параметри на ЧР R400 на фирмата Dimrus в продължение на 20 минути на обект. В този уред е използван електрически метод за определяне на параметрите на частичните разряди по време на работа на оборудването. Изследваните електрически двигатели са с номинално захранващо напрежение $U_н$=6 kV и мощности $P_н$=500-2500 kW. Електрическите двигатели на обекти 1, 3, 4, 5 и 7 са синхронни,

а на обекти 2 и 6 – асинхронни, произведени между 1976 и 1989 г. Обектите задвижват различни механизми като помпи, различни видове мелници, гумено-транспортни ленти и др. Използваният сензор е високочестотен токов трансформатор, поставен във веригите на заземяване.

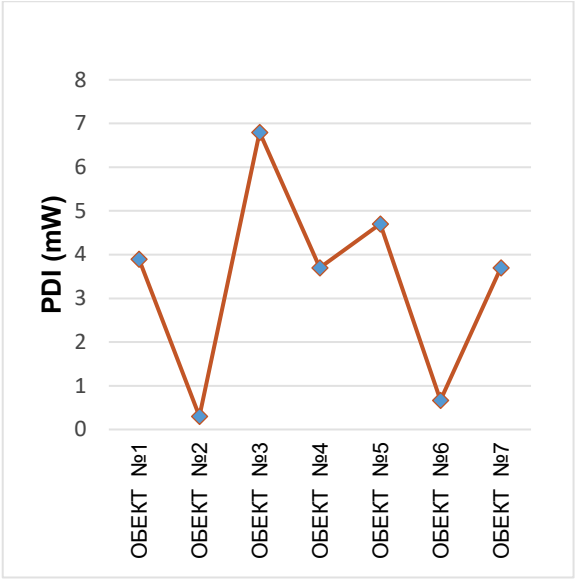


Фиг. 1. *Графика на Uчр (mV) на изследваните обекти..*

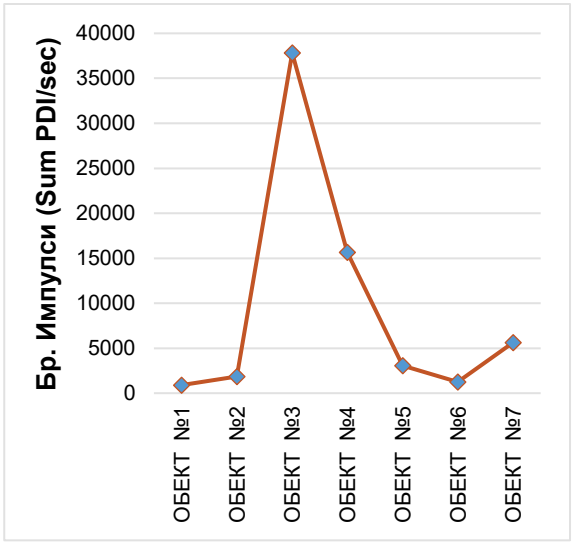
Уредът позволява измерване на частични разряди в диапазона 0.5 MHz - 10 MHz. В момента на измерване товарът на електродвигателите е между 70 % - 80 % от номиналния. Температурата на околната среда е 20° C.



Фиг. 2. *Графика на Qчр (nC) на изследваните обекти.*



Фиг. 3. *Графика на PDI (mW) на изследваните обекти.*



Фиг. 4*. Графика на броя импулси (Sum PDI / sec) на изследваните обекти.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От резултатите на измерените параметри на ЧР се вижда, че изолацията на намотките на изследваните обекти към момента на измерванията е все още в добро техническо състояние и няма опасност за тяхната работа.

По-нататъшните периодични измервания биха довели до ранно откриване на дефекти в електрическите двигатели, породени от лошо състояние на изолацията на намотките, клемните кутии, прекъсвания на кабелите и извеждането им от експлоатация Това ще позволи планиране на ремонт преди на-

стъпване на повреда и свързаното с това аварийно спиране на технологичната линия.

REFERENCE

[1] Cliff Walton, Ross Mackinlay. PD Monitoring – A Critical Tool for Condition-Based Assessments.// Transmission&Distribution World. – December 2003. - pp.38-46.

[2] IEEE Std 1434-2000 "Trial Use Guide to the Measurement of Partial Discharges in Rotating Machinery".

[3] РД ЭО-0187-00 «Методические рекомендации по диагностике изоляции статорных обмоток вращающихся машин классов напряжения 3.15-24 кV по характеристикам частичных разрядов» для атомных станций РФ // RD EO-0187-00 Metodicheskie rekomendacii po diagnostike isolyacii vrashtayustihsya mashin klasov napryazhenii 3.15-24 kV po harakteristikam chastichnih razryadov dlya atomnih stanciy RF.

[4] РД ЭО-0188-00 «Методические рекомендации по диагностике электрических аппаратов и оборудования распределительных устройств электростанций и подстанций» для атомных станций РФ // RD EO-0188-00 Metodicheskie rekomendacii po diagnostike elektricheskih aparatov i oborudovaniya raspredelitelnih ustroystv elektrostanciy i podstanciy dlya atomnih stanciy RF.

[5] Aksenov Y., Golubev A., Davidenko N., A. Romanov, V. Churtin, A.Ignatushin. On-Line & Off-Line Diagnostics for Power Station HV Equipment.// EIC/EMCW'99. – Cincinnati Ohio, USA, 1999, October 26-28.

[6] Радченко В.В., Горских А.П., Кошель А.Г., Аксенов Ю.П., Голубев А.В., Мухортов А.В., Родионов В.А. Диагностика изоляции статорных обмоток высоковольтных двигателей нефтеперекачивающих станций на рабочем напряжении, Трубопроводный транспорт. – 1999, №3 // Radchenko V.V., Gorskih A.P., Koschel A.G., Aksenov Yu.P., Golubev A.V., Muhortov A.V., Rodionov V.A. Diagnostika isolyacii statornih obmotok visokovoltnih dvigateley nefteperekachivayushtih stanciy na rabochem napreshenii, Truboprovodniy transport - 1999, Nr.3.

[7] Gankova-Ivanova, Zw., Wirtschaftliche Herausforderungen der Digitalisierung der Energetik, 30 Years FDIBA, Proceedings of the 9th FDIBA Conference, Sofia, Bulgaria, 26-27 November, 2020, s. 51-54.

[8] Gankova-Ivanova, Zw., Erneuerbare Energiequellen und Beschäftigung, Technologies and Education for a Smart World, Proceedings of the 8th FDIBA Conference, Sofia, Bulgaria, 30 November, 2020, s. 1-3.

ИНДУКТИРАНИ НАПРЕЖЕНИЯ ОТ ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ЛИНИИ НА ЖП ТРАНСПОРТА

Красимир Маринов Иванов, Петър Колев Петров, Цвятко Колев Върбов, Георги Цонев Велев
Технически университет - Габрово

INDUCED VOLTAGES FROM ELECTRIC LINES OF RAILWAY TRANSPORT

Krasimir Marinov Ivanov, Petar Kolev Petrov, Tsvyatko Kolev Varbov, Georgi Conev Velev
Technical University – Gabrovo

Abstract
In the process of work, the magnetic influence of the traction network on the overhead line was calculated, the electrical effect of the traction network on the overhead line was calculated. The parameters of induced voltages in an adjacent line of railway transport are determined. Measuresare given to reduce the negative impacts.

Keywords: electromagnetic compatibility, harmonics current, induced voltage.

ВЪВЕДЕНИЕ

В момента над 71% от железопътните линии в България работят с променливотоково захранване. Тяговата електрическа мрежа е почти напълно асиметрична и има силно въздействие върху съседни електроенергийни обекти [1, 9]. Около проводниците, през които протича променлив ток, възниква променливо електромагнитно поле, което създава електродвижещи напрежения (ЕДН) във всички съседни съоръжения, разположени в това поле (електропроводи, въздушни и кабелни комуникационни линии, метални тръбопроводи, огради и др.). Тези ЕДН и токове могат да предизвикат опасни и смущаващи влияния, тоест да създадат условия за работата на електрическо и друго оборудване, които са несъвместими с техническите изисквания и правилата за безопасност. Натоварването на всяка тягова подстанция е непостоянно и несиметрично. То се променя в зависимост от броя на вагоните на влаковете, местоположението им в зоната между подстанциите и мощностите, които те консумират, освен това тяговата мрежа може да съдържа изправителни токове. На практика измерването на индуктирани напрежения в изключени линии при максималния работен ток в контактната мрежа е практически трудно реализуемо. Ето защо анализът на проблемите на електромагнитна съвместимост на електрическия транспорт с помощта на компютърната техника е важна възможност.

Съгласно нормативната уредба в областта на електромагнитна съвместимост от всички линии с по-ниско ниво на предаване на енергия, разположени в близост до електрическото въздушно захранване на железопътния транспорт, са обект на електромагнитни влияния - въздушни и кабелни линии на комуникации, телеуправление и телесигнализация, осветителни електрически мрежи, електропроводи с ниско напрежение, изключена контактна мрежа на съседни коловози, както и проводящи елементи на метални конструкции, надлези, тръбопроводи, кабелни обвивки и др.[2, 3, 4].

ИЗЛОЖЕНИЕ

Опасните смущаващи влияния се подразделят на електрически, магнитни и галванични според естеството на тяхното възникване.

Електрическото поле се създава от напрежението на влияещата линия, под негово въздействие в близките електропроводи се индуктират напрежения, чието големина зависи от ширината на сближаване. При разстояния, по-големи от 150 m електрическото влияние може да се пренебрегне. Освен това на проводниците, лежащи на земята или под земята няма въздействие, т.к. силовите линии на електрическото поле са до повърхността на земята [5, 6, 8].

Магнитно влияние възниква, когато протича променлив ток (или висши хармонични съставящи на изправения ток) през контактната мрежа, което предизвиква индуктиране на ЕДН в съседни линии. Магнитното влияние се счита за най-силно, тъй като неговият ефект се разпространява не само към въздушните линии, но и до подземните кабелни линии, а също така има леко намаляване на интензитета в зависимост от разстоянието и се проявява при ширина на сближаване над 1000 m [7. 10].

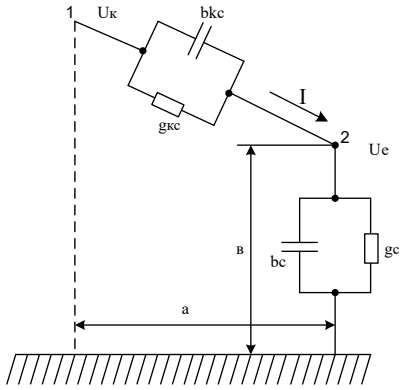
На фигура 1 gc е активната проводимост на изолацията и въздуха; bkc - реактивна (капацитивна) проводимост между контактния проводник (КП) и друга линия.

Тяговата мрежа на електрифицирания железопътен транспорт се състои от няколко проводника под напрежение 27.5 kV:

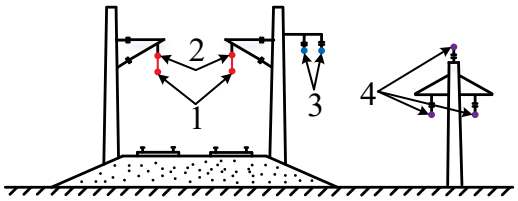
• контактна мрежа от една или повече линии;

• захранваща система за нетягови потребители ДПР (два проводника).

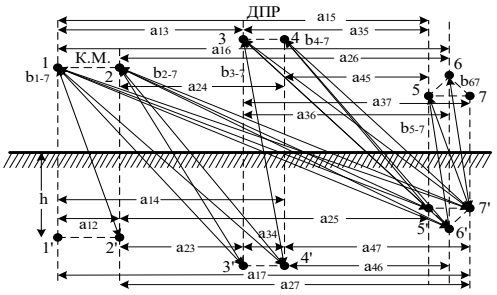
Често има ситуации, когато една част от проводниците са под напрежение, а в друга по някаква причина, напрежението е изключено. Разглеждаме схема на двупътна (двойна) жп линия и в непосредствено с нея линия два проводника, захранваща нетягови потребители и близка въздушна трифазна линия средно напрежение.



Фиг.1. *Схема, поясняваща електрическото влияние*



Фиг.2. *Примерна схема на двойна ЖП линия:1 – контактен провод; 2 – носещо въже;3 – линия ДПР; 4 – близък трифазен електропровод СН.*



Фиг. 3. *Разчетна схема на горния двупътен участък*

За изчисленията са необходими следните данни:

$h_{КП}$ – височина на окачване на контактния проводник;

$h_{ДПР}$ – височина на окачване на линията ДПР;

$h_{ВЛ.СЦБ}$ – височина на окачване на най-отдалечената от земята повърхност на проводника на ВЛ;

$h_{СЦБ}$ – височина на окачване на проводниците на ВЛ.

За да опростим изчисленията, ще заменим носещето въже и контактния проводник с един еквивалентен радиус, чиято стойност се определя по формулата, m:

$$r_e = \sqrt[n]{n \cdot r_0 \cdot r_p^{n-1}}, \quad (1)$$

където:
n – число на проводниците (n=2);
r_0 – среден радиус на контактния проводник и носещето въже, m;
r_p – радиус на окръжността, по която се разполагат проводниците, m.

Средният радиус на контактния проводник и носещото въже се определя, както следва, m:

$$r_0 = \frac{r_{кп} + r_{нт}}{2}, \quad (2)$$

където:
$r_{кп}$ – радиус на контактния проводник;
$r_{нт}$ – радиус на носещото въже.

Радиусът на окръжността, по която се разполагат проводниците, е както следва:

$$r_p = \frac{a_{кп-нт}}{2}, \text{ m} \quad (3)$$

Линията ДПР е прието, че е изпълнена с проводници тип 2хАС–50. Въздушният електропровод ВЛ СЦБ е изпълнен с проводници 3хАС – 35.

За да определим електрическото влияние, ще използваме метода на огледалните образи. За изчислението е необходимо да се определят разстоянията от точката на изчисляване до геометричните центрове на проводниците. Разстоянията от точката на пресмятане до геометричните центрове на проводниците са обобщени в съответствие с фигура 2. Разстоянията b се намират според Питагоровата теорема, като се използват хоризонталните разстояния между проводниците:

$$b_{1k} = \sqrt{h^2 + a_{1k}^2}. \quad (4)$$

Собствените и взаимните потенциални коефициенти се определят по формулата:

$$\alpha_{1м} = \ln\left(\frac{b_{1м}}{a_{1м}}\right). \quad (5)$$

За седемпроводна система, показана на фигура 2 със специфични заряди за единица дължина τ_1, τ_2, τ_3, τ_4, τ_5, τ_6, τ_7 и потенциали φ_1, φ_2, φ_3, φ_4, φ_5, φ_6, φ_7, уравненията на Максуел ще бъдат, както следва:

$$\begin{cases} \varphi_1 = \alpha_{11}\cdot\tau_1 + \alpha_{12}\cdot\tau_2 + \alpha_{13}\cdot\tau_3 + \alpha_{14}\cdot\tau_4 + \alpha_{15}\cdot\tau_5 + \alpha_{16}\cdot\tau_6 + \alpha_{17}\cdot\tau_7 \\ \varphi_2 = \alpha_{12}\cdot\tau_1 + \alpha_{22}\cdot\tau_2 + \alpha_{23}\cdot\tau_3 + \alpha_{24}\cdot\tau_4 + \alpha_{25}\cdot\tau_5 + \alpha_{26}\cdot\tau_6 + \alpha_{27}\cdot\tau_7 \\ \varphi_3 = \alpha_{13}\cdot\tau_1 + \alpha_{23}\cdot\tau_2 + \alpha_{33}\cdot\tau_3 + \alpha_{34}\cdot\tau_4 + \alpha_{35}\cdot\tau_5 + \alpha_{36}\cdot\tau_6 + \alpha_{37}\cdot\tau_7 \\ \varphi_4 = \alpha_{14}\cdot\tau_1 + \alpha_{24}\cdot\tau_2 + \alpha_{34}\cdot\tau_3 + \alpha_{44}\cdot\tau_4 + \alpha_{45}\cdot\tau_5 + \alpha_{46}\cdot\tau_6 + \alpha_{47}\cdot\tau_7 \\ \varphi_5 = \alpha_{15}\cdot\tau_1 + \alpha_{25}\cdot\tau_2 + \alpha_{35}\cdot\tau_3 + \alpha_{45}\cdot\tau_4 + \alpha_{55}\cdot\tau_5 + \alpha_{56}\cdot\tau_6 + \alpha_{57}\cdot\tau_7 \\ \varphi_6 = \alpha_{16}\cdot\tau_1 + \alpha_{26}\cdot\tau_2 + \alpha_{36}\cdot\tau_3 + \alpha_{46}\cdot\tau_4 + \alpha_{56}\cdot\tau_5 + \alpha_{66}\cdot\tau_6 + \alpha_{67}\cdot\tau_7 \\ \varphi_7 = \alpha_{17}\cdot\tau_1 + \alpha_{27}\cdot\tau_2 + \alpha_{37}\cdot\tau_3 + \alpha_{47}\cdot\tau_4 + \alpha_{57}\cdot\tau_5 + \alpha_{67}\cdot\tau_6 + \alpha_{77}\cdot\tau_7 \end{cases} \quad (6)$$

Потенциалите в уравнението на Максуел имат следните стойности:
$\dot{\varphi}_3 = 27{,}5$, $\dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_2 = \dot{\varphi}_4 = 27.5 \cdot e^{j120}$,
тъй като $\dot{\varphi}_3$, $\dot{\varphi}_4$ са напреженията на двете захранващи рамена натяговата подстанция, ъгълът между тях е 120 градуса и от които се захранват проводници 3 и 4 на линията ДПР. Стойностите на индуктираните потенциали могат да сепроменят в зависимост от включването или изключването на проводниците на системата. Въз основа на това ще изчислим най-опасните електрически влияния върху съседни линии.

Ще изчисляваме индуктирания потенциал на изключен контактен проводник на първия път (τ_1=0), всички други проводници на системата са включени, т.е. са свързани към източник на захранване.

Тогава системата от уравнения (6) приема вида:

$$\begin{cases} \varphi_2 = \alpha_{22}\cdot\tau_2 + \alpha_{23}\cdot\tau_3 + \alpha_{24}\cdot\tau_4 + \alpha_{25}\cdot\tau_5 + \alpha_{26}\cdot\tau_6 + \alpha_{27}\cdot\tau_7 \\ \varphi_3 = \alpha_{23}\cdot\tau_2 + \alpha_{33}\cdot\tau_3 + \alpha_{34}\cdot\tau_4 + \alpha_{35}\cdot\tau_5 + \alpha_{36}\cdot\tau_6 + \alpha_{37}\cdot\tau_7 \\ \varphi_4 = \alpha_{24}\cdot\tau_2 + \alpha_{34}\cdot\tau_3 + \alpha_{44}\cdot\tau_4 + \alpha_{45}\cdot\tau_5 + \alpha_{46}\cdot\tau_6 + \alpha_{47}\cdot\tau_7 \\ \varphi_5 = \alpha_{25}\cdot\tau_2 + \alpha_{35}\cdot\tau_3 + \alpha_{45}\cdot\tau_4 + \alpha_{55}\cdot\tau_5 + \alpha_{56}\cdot\tau_6 + \alpha_{57}\cdot\tau_7 \\ \varphi_6 = \alpha_{26}\cdot\tau_2 + \alpha_{36}\cdot\tau_3 + \alpha_{46}\cdot\tau_4 + \alpha_{56}\cdot\tau_5 + \alpha_{66}\cdot\tau_6 + \alpha_{67}\cdot\tau_7 \\ \varphi_7 = \alpha_{27}\cdot\tau_2 + \alpha_{37}\cdot\tau_3 + \alpha_{47}\cdot\tau_4 + \alpha_{57}\cdot\tau_5 + \alpha_{67}\cdot\tau_6 + \alpha_{77}\cdot\tau_7 \end{cases}. \quad (7)$$

Намираме стойностите на τ_i, заместваме получените стойности в първото уравнение на системата (6), получаваме формулата за намиране на индуктирания потенциал

върху контактния проводник на първия път:

$$\varphi_1 = \alpha_{12}\cdot\tau_2 + \alpha_{13}\cdot\tau_3 + \alpha_{14}\cdot\tau_4 + \alpha_{15}\cdot\tau_5 + \alpha_{16}\cdot\tau_6 + \alpha_{17}\cdot\tau_7 \quad (8)$$

По този начин потенциалът на точка 1 ще бъде равенна:

$$\varphi_1 = 6,775\,\text{kV}.$$

Изчисляваме индуктирания потенциал върху въздушния проводник на втория път, всички други проводници на системата са под напрежение

Контактният проводник на втория път (оттук нататък 2) е изолиран и обезточен, останалите проводници: контактният проводник на първия път, линията ДПР и линията на електропровода СЦБ са свързани към източника на захранване (по-долу 1, 3, 4, 5, 6 и 7), тогава $\tau_2 = 0$. Тогава системата от уравнения (6) приема вида:

$$\begin{cases} \varphi_1 = \alpha_{11}\cdot\tau_1 + \alpha_{13}\cdot\tau_3 + \alpha_{14}\cdot\tau_4 + \alpha_{15}\cdot\tau_5 + \alpha_{16}\cdot\tau_6 + \alpha_{17}\cdot\tau_7 \\ \varphi_3 = \alpha_{13}\cdot\tau_1 + \alpha_{33}\cdot\tau_3 + \alpha_{34}\cdot\tau_4 + \alpha_{35}\cdot\tau_5 + \alpha_{36}\cdot\tau_6 + \alpha_{37}\cdot\tau_7 \\ \varphi_4 = \alpha_{14}\cdot\tau_1 + \alpha_{34}\cdot\tau_3 + \alpha_{44}\cdot\tau_4 + \alpha_{45}\cdot\tau_5 + \alpha_{46}\cdot\tau_6 + \alpha_{47}\cdot\tau_7 \\ \varphi_5 = \alpha_{15}\cdot\tau_1 + \alpha_{35}\cdot\tau_3 + \alpha_{45}\cdot\tau_4 + \alpha_{55}\cdot\tau_5 + \alpha_{56}\cdot\tau_6 + \alpha_{57}\cdot\tau_7 \\ \varphi_6 = \alpha_{16}\cdot\tau_1 + \alpha_{36}\cdot\tau_3 + \alpha_{46}\cdot\tau_4 + \alpha_{56}\cdot\tau_5 + \alpha_{66}\cdot\tau_6 + \alpha_{67}\cdot\tau_7 \\ \varphi_7 = \alpha_{17}\cdot\tau_1 + \alpha_{37}\cdot\tau_3 + \alpha_{47}\cdot\tau_4 + \alpha_{57}\cdot\tau_5 + \alpha_{67}\cdot\tau_6 + \alpha_{77}\cdot\tau_7 \end{cases} \quad (9)$$

Решаваме система относно стойностите на τ_i, заместваме получените стойности в първото уравнение на системата (6), получаваме формулата за намиране на индуктирания потенциал върху контактния проводник на втория път:

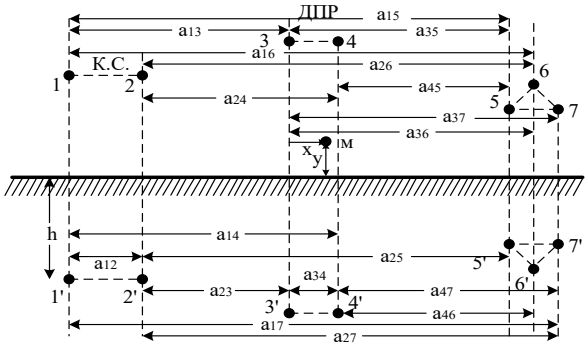
$$\varphi_2 = \alpha_{12}\cdot\tau_1 + \alpha_{23}\cdot\tau_3 + \alpha_{24}\cdot\tau_4 + \alpha_{25}\cdot\tau_5 + \alpha_{26}\cdot\tau_6 + \alpha_{27}\cdot\tau_7. \quad (10)$$

По този начин потенциалът на точка2 ще бъде равен на:

$$\varphi_2 = 7,047\,\text{kV}.$$

Изчисляване на интензитета на електрическото поле на контактната мрежа с променлив ток, индуктиран върху обслужващия персонал

Оперативният персонал, който извършва работа в областта на електрическо поле, индуктирано от контактна мрежа с променлив ток, не трябва да бъде излаган на превишаване на установените норми. Необходимо е да се разгледа възможността оперативният персонал да работи директно под контактната мрежа, при условие че са включени всички проводници на системата. Тази опция е най-опасната, тъй като интензитетът на полето е с максималната си стойност.



Фиг. 4. *Разчетна схема за определяне на интензитета на електрическото поле при двупътен участък*

Изразяваме потенциала $\varphi_м$ чрез координатите на точката М, за да намерим интензитета E_y:

$$\varphi_м(x,y) = \ln\left[\frac{\sqrt{(h_1+y)^2+(a_{13}+x)^2}}{\sqrt{(h_1-y)^2+(a_{13}+x)^2}}\right]\cdot\tau_1 + \ln\left[\frac{\sqrt{(h_1+y)^2+(a_{23}+x)^2}}{\sqrt{(h_1-y)^2+(a_{23}+x)^2}}\right]\cdot\tau_2 + \ln\left[\frac{\sqrt{(h+y)^2+(x)^2}}{\sqrt{(h-y)^2+(x)^2}}\right]\cdot\tau_3 + \ln\left[\frac{\sqrt{(h+y)^2+(a_{34}-x)^2}}{\sqrt{(h-y)^2+(a_{34}-x)^2}}\right]\cdot\tau_4 + \ln\left[\frac{\sqrt{(h_2+y)^2+(a_{35}-x)^2}}{\sqrt{(h_2-y)^2+(a_{35}-x)^2}}\right]\cdot\tau_5 + \ln\left[\frac{\sqrt{(h_3+y)^2+(a_{36}-x)^2}}{\sqrt{(h_3-y)^2+(a_{36}-x)^2}}\right]\cdot\tau_6 + \ln\left[\frac{\sqrt{(h_2+y)^2+(a_{37}-x)^2}}{\sqrt{(h_2-y)^2+(a_{37}-x)^2}}\right]\cdot\tau_7 \quad (11)$$

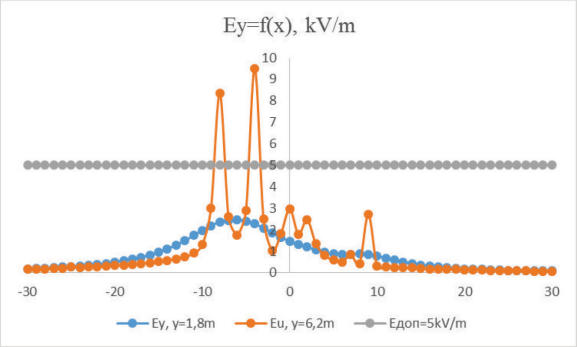
Човек, който се намира перпендикулярно на проводниците, е под въздействието н а вертикалната съставяща на електрическото поле, което означава, че трябва да се определи само E_y. Вертикалната съставяща на интензитета на електрическото поле се определя чрез диференциране по отношение на y:

$$E_y = \left|\frac{d\varphi_м(x,y)}{dy}\right|. \quad (12)$$

Определяме интензитета на височина на нивото на главата на човек, стоящ на земята (y=1,8 m), и на височината на главата на човек, работещ под напрежение от изолиран кран (y=6,24 m).

Съгласно резултатите от изчисленията построяваме графики на интензитета на електрическото поле, в зависимост от

разстоянието до оста на коловозите (y=1,8 m и y = 6,24 m).



Фиг. 5. *Криви на зависимостта на интензитета на електрическото поле от разстоянието до оста на коловоза*

Параметрите на електрическото поле зависят от разстоянието спрямо източника на излъчване. В резултат на това персоналът, който извършва работа по железопътните коловози, не е изложен на интензитет на електрическо поле, надвишаващо допустимата стойност от 5 kV/m. При работа на изолиран кран, експлоатационният персонал на контактната мрежа е изложен на електрическо поле над допустимата стойност, но само при работа на разстояние, помалко от 0,5 m от контактния проводник. Времето за извършване на такава работа трябва да бъде ограничено в съответствие със санитарните стандарти, което е не повече от 180 минути. Необходимо е също така да се осигурят на персонала лични предпазни средства (специални костюми).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Въз основа на проведените изследвания могат да се направят следните изводи:

1. Индуктираните електрически напрежения във въздушния проводник на първата линия, когато тя е изключена, на жп двуколовозна линия под въздействие на втората линия и близките въздушни линии с по-ниско напрежение достигат опасни стойности.

2. Индуктираните електрически напрежения във въздушния проводник на втората линия, когато тя е изключена, на жп двуколовозна линия под въздействие на първата линия и близките въздушни линии с по-ниско напрежение достигат опасни стойности.

3. При работа на кран под работещи две линии на двуколовозен път, експлоатационният персонал на контактната мрежа е изложен на електрическо поле над допустимата стойност, но само при работа на разстояние по-малко от 0,5 m от контактния проводник.

REFERENCE

[1] НАРЕДБА № 58 от 2.08.2006 г. за правилата за техническата експлоатация, движението на влаковете и сигнализацията в железопътния транспорт // NAREDBA № 58 ot 2.08.2006 g. za pravilata za tehnicheskata eksploataciya, dvizhenieto na vlakovete i signalizaciyata v zhelezopatniya transport;

[2] IEC 62236-1:2008, Electromagnetic compatibility of technical equipment. Railway systems and equipment.

[3] Бессонов, В. А., Электромагнитная совместимость: учеб. Пособие, Хабаровск, Издателство ДВГУПС, 2000 // Bessonov, V. A. Elektromagnitnaya sovmestimosty: ucheb. Posobie, Habarovsk, Izdatelstvo DVGUPS, 2000;

[4] Бадер, М. П., Электромагнитная совместимость, учебник для вузов, УМК МПС, 2002, 638 с. // Bader, M. P., Elektromagnitnaya sovmestimosty, uchebnik dlya vuzov, UMK MPS, 2002, 638 s.

[5] Крюков, А. В., В. П. Закарюкин, Н. В. Буякова, Расчет электромагнитных полей, создаваемых тяговыми сетями электрофицированных железных дорог, Вестник "Иркутского государственного технического университета"., № 1(48), 2011 // Krjukov, A. V., V. P. Zakarjukin, N. V. Buyakova, Raschet elektromagnitnih poley, sozdavaemah tyagovaimi setyami elektroficirovannaih zheleznaih dorog, Vestnik "Irkutskogo gosudarstvennogo tehnicheskogo universiteta"., № 1(48), 2011;

[6] Крюков, А. В., В. П. Закарюкин, Н. В. Буякова, Моделирование электромагнитных полей на железнодорожных станциях, Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока, № 1, 2009 // Krjukov, A. V., V. P. Zakarjukin, N. V. Buyakova, Modelirovanie elektromagnitnaih poley na zheleznodorozhnaih stanciyah, Nauchnaie problemai transporta Sibiri i Dalynego Vostoka, № 1, 2009;

[7] Крюков А.В., В. П. Закорюкин, Д. С. Кобычев, Моделирование электромагнитных влияний контактной сети железных дорог на смежные линии электропередачи, Иркутск, 2009, 5с. // Krjukov A.V., V. P. Zakorjukin, D. S. Kobachev, Modelirovanie elektromagnitnih vliyaniy kontaktnoy seti zheleznaih dorog na smezhnie linii elektroperedachi, Irkutsk, 2009, 5s.

[8] Abdulaziz and N. K. Gupta, "Application of FDTD method in induced voltage calculations in ac electrified railways," in SAIEE Africa Research Journal, vol. 96, no. 1, pp. 67-72, March 2005, doi: 10.23919/SAIEE.2005.9488151.

[9] Gankova-Ivanova Zw., Wirtschaftliche Herausforderungen der Digitalisierung der Energetik, 30 Years FDIBA, Proceedings of the 9th FDIBA Conference, Sofia, Bulgaria, 26-27 November, 2020, S. 51-54

[9] Mellitt B, Allan J, Shao Z Y, "Computer-based Methods for Induced-voltage Calculations in AC Railways", lEE Proc., Volume 137, Issue 1, January 1990, p. 59 – 72, DOI: 10.1049/ip-b.1990.0006 , Print ISSN 0143-7038, Online ISSN 2053-7913.

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА КОМПЕНСАЦИЯТА НА РЕАКТИВНИТЕ ТОВАРИ ПРИ НЕЛИНЕЙНИ РЕЖИМИ ВЪРХУ НАДЕЖДНОСТТА НА ЕЛЕКТРОСНАБДЯВАНЕТО

Илиев И.Х.[1], Панчев Х.И.[2], Тодоров В.В.[3]

[1]Минно-геоложки Университет, София, Катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане“
[2]Технически Университет Варна, Варна, Катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане“
[3]Минно-геоложки Университет, София, Катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане“

INVESTIGATION THE EFFECTS OF COMPENSATION OF REACTIVE LOADS IN NONLINEAR REGIMES ON THE RELIABILITY OF ELECTRICITY

Iliev I.H.[1], Panchev H.I.[2], Todorov V.V.[3]

[1] University of Mining and Geology, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment
[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment
[3] University of Mining and Geology, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment

Abstract

In the case of non-linear loading, the probability of the occurrence of resonant phenomena increases sharply, especially in case of incorrectly calculated and realized compensation of the reactive loads. This leads to a deterioration in the reliability and resilience of power supply systems. The aim of the present study is to determine the compensating capacity of capacitor banks in the presence of higher current harmonics, as well as to establish its relationship with electromagnetic compatibility and reliability of power supply. The methodology of the survey covers theoretical aspects related to determining the compensating effect of capacitor banks in nonlinear modes, the analysis of electromagnetic compatibility and resonant frequencies of the studied objects, as well as forecasting the characteristics of reliability functions R (t) and failure intensity λ (t). The results of the study are related to two industrial sites of metallurgy and mining – Alcomet LTD and a large manganese mine. The relative load of the capacitor banks, THD_I, the resonant frequency fp, R (t) and λ (t) were determined. The main sources of development refer to the cases of realized at medium and high values of cosφ in the conditions of strong nonlinearity, in which it is often appropriate to use passive or active filters instead of excessively increasing the power of the capacitor banks. It is practically confirmed and quantified that there are clear correlations between electromagnetic compatibility and reliability of power supply, which are largely determined by the quality and technical and economic level of compensation of reactive loads. Such a research approach is innovative and has substantial grounds for originality.

Keywords: reactive power compensation, reliability of electricity supply, electromagnetic compatibility.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

При нелинейно натоварване, освен поява на допълнителни загуби на мощност и ел. енергия (ЕЕ), рязко се повишава вероятността за възникване на резонансни явления при неправилно разчетена и реализирана компенсация на реактивните товари (КРТ) и от там влошаване на надеждността на електроснабдяването. В тази връзка е необходимо да се извършват прецизни изчисления и прогнози на фактора на мощността и компенсиращата способност на кондензаторните батерии (КБ) с цел намаляване на тази вероятност. Освен това този подход дава възможност за подобряване на експлоатационните характеристики на електротехническите съоръжения, респективно устойчивостта и безаварийната работа на електрообзавеждането.

II. ИЗЛОЖЕНИЕ

При наличие на висши хармоници (в.х.) на напрежението (U) и тока (I) в КБ, загубите в тях се увеличават и стойността на мощността им $Q_{КБ}$ за първи хармоник на U и I се изменя до стойност за съответната нелинейност $Q'_{кб}$, като възниква вероятност от претоварване, определено от израза [1, 2, 8, 9, 13]:

$$Q'_{кб} = \gamma_U . \gamma_I . Q_{кб} \qquad (1)$$

където: γ_U и γ_I са парциални коефициенти, характеризиращи деформацията на формата на кривата на U и I.

Определянето на коефициентите γ_U и γ_I става в съответствие с изрази (2) и (3):

$$\gamma_U = 1 + \sum_{v=2}^{\infty} (v^2 - 1) . \left(\frac{U_v}{U_1}\right)^2 \qquad (2)$$

$$\gamma_I = 1 + \sum_{v=2}^{\infty} (v^2 - 1) . \left(\frac{I_v}{I_1}\right)^2 \qquad (3)$$

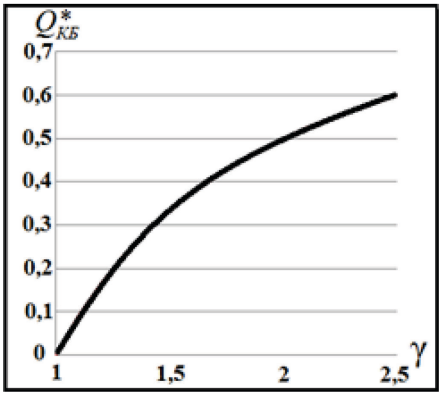
където: U_V и I_V са съответно в.х. на напрежението и тока; U_1 и I_1 – първи хармоници на напрежението и тока; v – номер на съответния хармоник.

От (2) и (3) е ясно, че γ_U и γ_I имат стойности по – големи от единица и в съответствие с (1), при значителни стойности на γ_U и γ_I е възможно да се получи съществено претоварване на КБ. Относителното изменение $Q^*_{кб}$ на претоварването на КБ може да се определи с помощта на израза:

$$Q^*_{кб} = \frac{Q'_{кб} - Q_{кб}}{Q'_{кб}} = 1 - \frac{1}{\gamma_U . \gamma_I} = 1 - \frac{1}{\gamma} \qquad (4)$$

където: $\gamma = \gamma_U . \gamma_I$ – комплексен коефициент на деформация на формата на кривата на U и I.

Израз (4) всъщност показва в каква степен в относителни единици се е намалила компенсиращата способност на КБ при тяхното претоварване от в.х. на U и I, определено от израза (1). Графичното представяне на израз (4) е показано на фиг. 1, от която може да се направи извода, че компенсиращата способност на КБ, зависеща реципрочно от изменението на $Q^*_{кб}$, съществено се намалява с увеличаването на комплексния коефициент γ, т.е. с увеличаването на деформацията на формата на кривата на U и I, оценени с парциалните коефициенти γ_U и γ_I.



Фиг. 1 Зависимост $Q^*_{кб} = f(\gamma)$

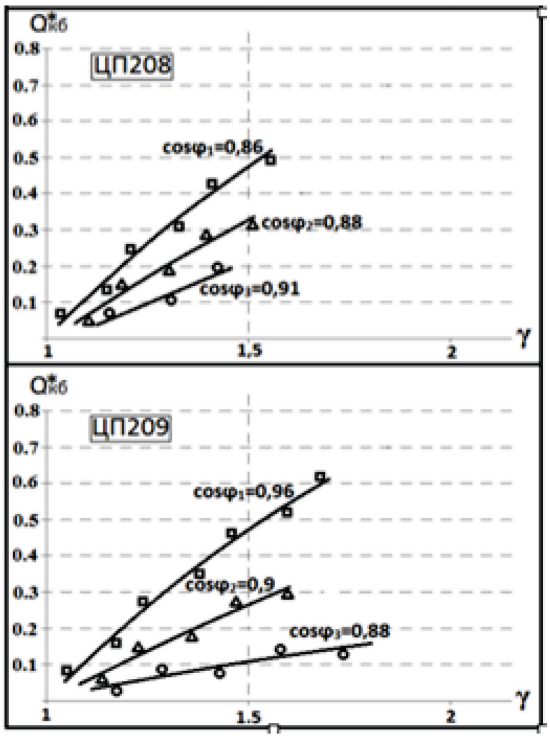
КРТ при нелинейно натоварване е пряко свързана с електромагнитната съвместимост (ЕМС) от която в голяма степен зависи надеждността на електроснабдяването [5,6,7,10]. Изследванията доказват, че съществува корелационна зависимост между функцията на надеждността R(t), и относителното изменение на мощността $Q^*_{кб}$ на КБ при нелинеен режим.

III. ПРАКТИЧЕСКИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

Обект на изследване са електроснабдителните системи (ЕСС) на две големи фирми от металургическата промишленост и рудодобива. В предприятието за производство на алуминиеви профили анализа на електропотреблението се осъществява с помощта на изградена система за енергиен мениджмънт на немската фирма YANITZA ELECTRONICS [4]. Направените измервания дават възможност да се построят зависимостите $Q^*_{кб}$ = f (γ) за 12-те основни цеха на завода (на фиг. 2 са показани две зависимости за ЦП208 и ЦП209). В табличен вид (табл.1) са представени осреднени стойности за $Q^*_{кб}$, THD_I, фактора на мощността (cosφ), резонансната честота f_p, R(t), и интензивността на отказите λ(t) за същите цехове, получени от конкретните изследвания а също така и в резултат на многогодишни анализи.

Табл. 1 Характеристики за ЦП на обекта

№ на ЦП	$S_{н\,тр.}$ [kVA]	$Q_{кб}$*	cosφ	f_p	λ(t)	R(t)	THD_I
ЦП120	630	0,64	0,87-0,94	577,5 υ=11	0,0158	0,9842	27,3
ЦП207	400	0,62	0,82-0,94	752,8 υ=15	0,0181	0,9819	28,1
ЦП208	630	0,52	0,87-0,96	538,7 υ=11	0,0173	0,9827	29,1
ЦП209	1000	0,64	0,88-096	563,2 υ=11	0,0162	0,9838	28,5
ЦП210	1000	0,54	0,82-0,92	458,7 υ=9	0,0156	0,9844	19,1
ЦП211	1000	0,26	0,84-093	468,5 υ=9	0,0138	0,9862	16,3
ЦП212	1600	0,32	0,86-0,95	437,8 υ=9	0,0126	0,9874	19,7
ЦП101	1600	0,38	0,89-0,92	443 υ=9	0,0118	0,9882	16,8
ЦП102	1600	0,59	0,84-0,94	439,5 υ=9	0,0122	0,9878	19,1
ЦП115	1600	0,48	0,88-0,93	442,7 υ=9	0,0126	0,9874	20,5
ЦП203	1600	0,38	0,86-0,95	447,2 υ=9	0,0114	0,9886	11,3
ЦП231	1600	0,31	0,83-0,95	438,7 υ=9	0,0121	0,9879	9,4



Фиг. 2 Зависимост $Q^*_{кб} = f(\gamma)$ за ЦП208 и 209

Апробация на представената постановка е направена в голяма манганова мина, захранвана от два СТ по 630kVA. По отношение на надеждност на електроснабдяване, обекта е нулева категория. Изследванията са направени с помощта на анализатор ALPFA P+, в две контролни точки на подземна и надземна част на рудника. Част от резултатите на изследването (среден товар $S_{ср}$, $cos\varphi_{ср}$, средно отклонение на напрежението δU, коефициенти на несиметрия по ток и по напрежение, ε_U и ε_I, интегралните коефициенти на несинусоидалност по ток и по напрежение THD_I и THD_U) са представени в табл. 1 [3, 11, 12].

Табл.2 Резултати от измерванията за рудника

$S_{ср}$	$cos\varphi_{ср}$	$Q_{k.ср}$	δU	ε_U	ε_I	THD_U	THD_I
kVA	-	*kVAr*	%	%	%	%	%
Подземна чат							
818	0,83	202	0,93 ÷ 1,01	1,71 ÷ 2,46	4,62 ÷ 28,3	2,67 ÷ 12,8	4,79 ÷ 33,1
Надземна част							
632	0,88	136	0,95 ÷ 1,03	0,96 ÷ 1,97	3,15 ÷ 14,7	2,12 ÷ 9,85	4,55 ÷ 27,8

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направените изследвания за двата обекта дават възможност да се направят следните по-важни изводи.

1. Предприятие за алуминиеви профили:

- Съществува вероятност за поява на резонансни явления при определени съотношения на капацитивните и индуктивните съпротивления на КБ, СТ и нелинейният товар. Направените изчисления показват, че тази вероятност е най – голяма в границите $\nu = (9 \div 15)$ хармоник на тока като е възможен резонанс и при четни хармоници ($\nu = 12$). За избягване на резонансни явления е необходимо да се използват антирезонансни филтри, осигуряващи непопадане на натоварвания в този диапазон.
- От фиг. 2 се вижда, че при по – големи стойности на cosφ ($cos\varphi \geq 0,85$) е необходимо да се добави по -голямо капиталовложение за КБ предвид създадения дефицит, в следствие по - силното намаляване на компенсиращата им способност. В такъв случай понякога се оказва по - целесъобразно да се въздейства за намаляване на γ, т.е. прилагане на мероприятия за минимизиране нивото на в.х. Правилното техническо решение може да се избере след извършване на технико - икономическия анализ на два варианта - увеличаване на мощността на КБ и инсталиране на филтро - компенсиращи системи за ограничаване нивото на в.х. (пасивни и активни филтри).

2. Манганова мина:

- Енергетичните част на подземната част на ЕСС на рудника се характеризира с голяма динамика, неопределеност и с малки

възможности за прогнозируемост. Коефициентът на товара β се изменя в широки граници, същото се отнася и за cosφ, а коефициентите на използване и едновременност имат големи дисперсионни съставящи. Това налага да се набележат конкретни мероприятия за намаляване на загубите от дисперсионни субстанции и въвеждане на динамичен и автоматизиран режим на компенсация на реактивните товари.

- Качеството на ЕЕ в рудника е в незавидно състояние. Режимите на работа могат да се характеризират като силно несиметрични и несинусоидални. Показателите ε_U, ε_I, THD_U и THD_I излизат извън ограниченията на нормативните изисквания на редица стандарти. Необходимо е да се набележат конкретни мероприятия за подобряване на ПКЕЕ, като оптимизиране на режимите на работа, схемотехнически промени, въвеждане на симетро и филтро - компенсиращи устройства или да се оптимизира КРТ с цел повишаване на надеждността на ЕСС.

REFERENCE

[1] Василев Н. И., Сидеров С. Т., Електроснабдяване на промишлени предприятия, София, 1991г. // Vasilev N. N., Siderov S. T., Elektrosnabdyavane na promishleni predpriyatiya, Sofiya, 1991 g.

[2] Киров Р.М., Илиев И.Х., Изследване и оптимизация компенсацията на реактивните товари при нелинейно натоварване, Енергиен форум, 2015г., част I, стр. 125-132, ISSN 2367-6728. // Kirov R.M., Iliev I.H., Izsledvane I optimizatciya kompensatsiyata na reaktivnite tovari pri nelineyno natovarvane. Energien forum, 2015г., chast I, str. 125-132, ISSN 2367-6728.

[3] Киров Р.М., Гюров В.,Н. Найденов Н., Илиев И.Х., Изследване на енергетичните характеристики и качеството на електрическата енергия в електроснабдителната система на „Евроманган“ АД, Енергиен форум, 2015г., част IV, стр. 30-35, ISSN 2367-6728. // Kirov R.M., Gyurov V.N., Naydenov N., Iliev I.H., Izsledvane na energetichnite harakteristiki i kachestvoto na elektricheskata energiya w elektrosnabditelnata sistema na “Evromangan” AD, Energien forum, 2015г., chast IV, str. 30-35, ISSN 2367-6728.

[4] Киров Р.М., Гюров В.Н., Чиков В.Ч., Изследване и анализ на ЕМС при експлоатацията на ЕСС на промишлени обекти, II Научна конференция ЕФ 2010, гр. Созопол, Годишник ТУ – София, 2011, т. 60 книга 1, стр.268-278, ISSN 13-11-0829. // Kirov R.M., Gyurov V.N., Chikov V.Ch., Izsledvane I analiz na EMS pri eksploataciya na ESS na promishleni obekti, II Nauchna konferenciya EF 2010, gr. Sozopol, Godishnik na TU – Sofiya, 2011, t. 60 kniga 1, стр.268-278, ISSN 13-11-0829.

[5] Proykov M., Some theoretical aspects of electromagnetic compatibility in industrial enterprises, XXVII International Scientific Conference, Stara Zagora, 2017, Volume VII, 2017, Number 4: Technical studies, 2017, ISSN 1314-4111.

[6] Proykov M., Influence of current and voltage high harmonics on the lifetime of power transformers in „PROMET STEEL“ JSC, BURGAS, Annual University Scientific Conference 2020, ISSN 1314-1937, “Vasil Levski” NMU, Veliko Turnovo.

[7] Proykov M., The effect of reactive power compensation on the operation of power supply system of „ELKABEL“ LTD, Annual University Scientific Conference 2020, ISSN 1314-1937, “Vasil Levski” NMU, Veliko Turnovo.

[8] Georgiev G., Letskovska S., Seymenliyski K., Rahnev P., Determination of Harmonics Level in Local Electrical Distribution System, ICEST 2016, Communication And Energy Systems And Technologies, 2016, Ohrid, Macedonia, ISBN-10, 9989-786-78-X, ISBN-13 978-9989-786-78-5, Proceedings of Papers p. 347-351.

[9] Georgiev G., Nedev M., Petkov P., Chikov V., Angelov G, An estimating of electrical power for suppression of harmonics in the electrical distribution bars and systems with the current impulses influence, Journal of Marine Technology and Enviroment. Romania vol. 1 2009, pp 53-58, 2009 Publisher: Constanta Maritime University ISSN: 1844-6116.

[10] Стоилов, Ив., К. Джустров, М. Ментешев. Едно нетрадиционно решение за управление на реактивната енергия в рудник “Елаците”. Годишник на МГУ „Св.Иван Рилски”, 2004, т. 47, св. III, 77-80. // Stoilov, Iv. K. Dzhustrov, M. Mentechev. Edno netraditsionno reshenie za upravlenie na reaktivnata energiya v rudnik “Elatsite” Godishnik na MGU “Sv. Ivan Rilski”, 2004 t. 47, Sv. III, 77-80

[11] Джустров К., Оптимално компенсиране на реактивните товари чрез синхронни двигатели, Енергиен форум, 2019г., стр. 243-249, ISSN 2367-6728. // K. Dzhustrov. Optimalno

kompensirane na reaktivnite tovari shrez sinhronni dvigateli, Energien forum 2019, str. 243-249, ISSN 2367-6728.

[12] Стоилов, Ив., К. Джустров, Оптимално компенсиране на реактивните товари в предприятия със синхронни електродвигатели, Енергиен форум, 2018г., стр. 142-150, ISSN 2367-6728. // Stoilov, Iv. K. Dzhustrov. Optimalno kompensirane na reaktivnite tovari v predpriyatiya sas sinhronni elektrodvigateli, Energien forum 2018g., str. 142-150, ISSN 2367-6728.

[13] Dzhustrov K., Iv. Stoilov, Compensation of reactive power in enterprises with a highly uneven loading schedule, Unitech 2018 Gabrovo, 62-67

ИЗСЛЕДВАНЕ НАДЕЖДНОСТТА НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ МРЕЖИ СРЕДНО НАПРЕЖЕНИЕ ПРИ ВЛОШЕНО КАЧЕСТВО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ

Илиев И.Х.[1], Панчев Х.И.[2], Тодоров В.В.[3]

[1]*Минно-геоложки Университет, София, Катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане“*
[2]*Технически Университет Варна, Варна, Катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане“*
[3]*Минно-геоложки Университет, София, Катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане“*

RELIABILITY STUDY OF MEDIUM VOLTAGE GRIDS IN CASE OF POOR POWER QUALITY

Iliev I.H.[1], Panchev H.I.[2], Todorov V.V.[3]

[1] Sofia University of Mining and Geology, Department of Electrification of Mining Production
[2] Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Electrical Equipment,
[3] Sofia University of Mining and Geology, Department of Electrification of Mining Production

Abstract

Deteriorated quality of electricity results in accelerated aging and deterioration of reliability, not only of the basic electrical equipment (power transformers, electric motors, capacitor banks, etc.), but also of power cables and wires. The aim of the development is as a result of many years of research to present the results of the impact of the deteriorating quality of electricity on the reliability of medium voltage cable lines. The methodological statement covers the examination of the main reliability indicators, such as the frequency of the failure (t) and the failure intensity λ (t), as well as the average duration of SAIDI power failures an d the average frequency of SAIFI power outages in accordance with the EN50160 standard. The object of study are cable lines 6, 10 and 20 kV in the mechanical engineering industry, for a 15-year period. The results of the research show that there is a significant increase of ω(t) and SAIFI, in the range (80 ÷ 90)% for a sample with deteriorated electricity quality, compared to a sample with normal power quality indicators. The SAIDI values for a sample with poor power quality are much higher than the average duration of interruptions, which is about 11 hours for the specific study. The main conclusion of the development is that the quality of electricity has a significant impact on the reliability of medium voltage cable lines, as their life is reduced by about two times. The above fact determines the need to create a new original and innovative approach in the choice of cross-section of medium voltage cable networks, taking into account the impact of electricity quality

Keywords: *power quality, reliability of electricity supply, failure rate.*

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Захранването на потребителите в промишлените обекти обикновено се осъществява с кабелни линии НН и СН, положени в кабелни канали или кабелни естакади. При влошени показатели на качеството ЕЕ (ПКЕЕ) - високи стойности на коефициентите на несиметрия, неуравновесеност и несинусоидност, се получава ускорено стареене не само на основното електрообзавеждане (силови трансформатори, електрически двигатели, кондензаторни батерии и др.), но и на захранващите кабели и проводници. Съществуват голямо количество промишлени обекти, при които коефициентите на несиметрия и неуравновесеност на ток и напрежение (ε_i, ε_u, α_i, α_u,) и интегралният коефициент на несинусоидалност по ток и напрежение (THDi и THDu) са в границите, посочени в табл.1.[2,3,4] Отклонението на напрежението δU също е показател, който оказва съществено влияние върху надеждността на електроснабдяването. При понижено напрежение се намалява пропускателната способността мрежите и може да се предизвикат

аварии, както на кабелните линии, така и на потребителите, които се захранват от тях.

Табл.1 Регистрирани влошени ПКЕЕ в промишлеността.

ε_i [%]	ε_u [%]	α_i [%]	α_u [%]	THDi[%]	THDu[%]	δ U [%]
2,7-19,4	1,32-5,62	2,3-16,9	1,23-4,98	3,8-40,4	1,22-9,18	-12 :+15

II. ИЗЛОЖЕНИЕ

Повишеното напрежение много често води до повишаване на тока през мрежите и съоръженията и създава условия за възникване на повреди и аварии.

При твърде високите значения за THDi и THDu (табл.1), получени вследствие на високите стойности на 3,5,7,11,13,17 и 19 хармоник, в изолацията на кабелите настъпват физико-химически процеси, а токопроводящите жила работят при утежнен термичен режим. Това води до чувствително намаляване на експлоатационния ресурс и надеждността на кабелните мрежи в промишлените обекти. В металургичната промишленост енергетичните процеси са съпроводени със силно изразена токова и напреженова несиметрия и генериране на четни и нечетни в.х. на тока и напрежението, оценени чрез коефициентите на хармоника K_{iv} и K_{uv}. При експлоатацията на 100 тонна 25 MW електродъгова пещ, при силно влошени ПКЕЕ са възникнали редица аварии на съоръжения (разединители, прекъсвачи, токови и напреженови трансформатори и други), като за 7-годишен период са подменени над 14 км повредени кабели СН [2].

В химическата промишленост при експлоатацията на мощни електролизни уредби се генерират в.х. на тока, като екстремумът на честотната характеристика при 12-фазни неуправляеми изправители се намира между 5 и 13 хармоник на тока. Това трябва да се има предвид при изследване на вероятността за възникване на резонансни явления в L-C контура на мрежата, особено при компенсация на реактивните товари. При дефектиране на отделни диоди или диодни групи на изправителите много често се получават силно изразени несиметрични режими, съпроводени с генериране на анормални хармоници на тока. Това рязко увеличава вероятността за възникване на резонанс и влошава надеждността на всички съоръжения от ЕСС. Изследвания, проведени в 12-годишен период, в голям химически завод, показват, че интензивността на отказите λ(t) за различни силови елементи от ЕСС се увеличава в границите от 38 до 74 % от нормативните изисквания, като основна причина за това са влошените ПКЕЕ.[2,5,6] Освен аварирало ел. обзавеждане, вследствие на ускорено стареене на изолацията, са дефектирали и са подменени около 9 км кабели на СН (10 kV).

В [1] в систематизиран вид са представени основните показатели за оценка на надеждността в съответствие с различни литературни източници. Честотата на отказите ω(t) и интензивността на отказите λ(t) се определят с помощта на изразите:

$$\omega(t) = \frac{N_{\text{отк}}}{N_0 t}[\text{г}^{-1}] \qquad \lambda(t) = \frac{N_{\text{отк}}}{N_{\text{и}_{\text{ср}}} t}[\text{г}^{-1}]$$
$$N_{\text{о}} = N_{\text{и}} + N_{\text{отк}} \qquad N_{\text{и}_{\text{ср}}} = \frac{1}{2}(N_{\text{ин}} + N_{\text{ик}}) \tag{1}$$

където: $N_{\text{отк}}$- броят на отказалите образци за време t; $N_{\text{о}}$ - първоначален брой образци; $N_{\text{и}}$- брой на изправните образци; $N_{\text{иср}}$- среден брой на изправните образци в интервала от време t; $N_{\text{ин}}$ и $N_{\text{нк}}$ - броят на изпробваните образци в началото и края на интервала t.

Функцията на надеждността R(t) в [о.е.] се определя с отношението:

$$R(t) = \frac{N_{\text{и}}}{N_o} = \frac{(N_o - N_{\text{отк}})}{N_o} = 1 - \frac{N_{\text{отк}}}{N_o}$$
$$R(t) = e^{\lambda t} = e^{\omega t}; (\omega = \lambda); \tag{2}$$
$$R(t) \approx 1 - \lambda t \approx 1 - \omega t$$

В теорията на надеждността аварийните състояния се разглеждат като поток от случайни събития. Потокът е стационарен, ординарен и без последствие, когато се изпълнява условието в $\omega = \lambda = const$. Потокът е Поасонов, ако едновременно е ординарен и без последствие, като в този случай вероятността за n-отказа в интервала от време $tP(n, \omega t)$ се определя чрез закона на Поасон:

$$P(n, \lambda t) = \frac{(\lambda t)^n}{n!} e^{\lambda t} = \frac{(\omega t)^n}{n!} e^{-\omega t}$$

За оценка на показателите на надеждността разгледани като случайна величина е необходимо да се познава законът на разпределение на случайната величина. Най-често използваните закони за моделиране на вероятностните разпределения на показателите на надеждността са: експоненциално разпределение, логаритмично-нормално, Гама, Ерланг и Вейбул разпределения.

В стандарта EN БДС 50160 се дефинират “Средна продължителност на прекъсванията на захранването на разглеждания обект или съоръжение” (SAIDI) и “Средна честота на прекъсванията на захранването на разглеждания обект или съоръжение” (SAIFI). Това са продължителни случайни прекъсвания на захранването с времетраене по-голямо от три минути, които се определят с помощта на формулите:

$$SAIDI = \frac{\sum_{i=1}^{m} Ti.Ni}{N}[min];$$

$$SAIFI = \frac{\sum_{i=1}^{m} Ni}{N}\left[\frac{\text{бр.}}{\text{год}}\right]$$

където: T_i-времетраене на i-тото прекъсване; Ni-броят на образците засегнати от i-тото прекъсване на захранването; N-общ брой присъединени образци; m-брой на прекъсванията на захранването.

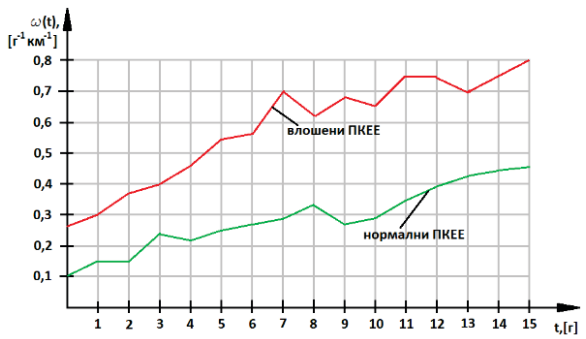
Авариите в кабелните линии настъпват по субективни и обективни причини. Към субективните фактори отнасяме погрешните действия на обслужващия персонал, в резултат на ниска квалификация и лоша организация на работния процес, недисциплинираност и небрежност. Субективният характер на отказите много често води до тежки механични повреди в кабелните трасета и кабелните линии, монтажни дефекти със сериозни негативни последствия и възникване на експлоатационни аварийни ситуации.

Обективните причини се свеждат до амортизация и стареене на изолацията при възникване на пренапрежение и претоварване, работа в условията на несиметрични и несинусоидални режими, неправилни и утежнени профилактични изпитания, фабрично-заводски дефекти и др. Експлоатация на захранващите мрежи в агресивна среда, характерни за химическата промишленост, металургията, машиностроенето и др., води до развитие на корозионни и галванични процеси между проводящите жила и металната броня на кабелите, което е причина за ускорена амортизация и повишена аварийност.

III. ПРАКТИЧЕСКИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

Проведено е изследване на надежността на кабелните линии на 6, 10 и 20 kV в отрасъл Машиностроене за 15 годишен период. Броят на изследваните промишлени обекти в отрасъла е 18 със сумарна пълна мощност S_{Σ}=568 MVA, а общата дължина на изследваните кабелни линии е 183 км, развити като магистрали и радиали с общ брой приблизително 720. Регистрираните аварийни състояния за периода са 874 на брой, с обща продължителност на аварийния престой около 9600 часа. Не доставената електрическа енергия е около 220 000 MWh, а загубите на промишлените обекти в отрасъла от прекъсване на захранването се оценяват на около 92,5 млн. лева, което означава, че един недоотпуснат MWh електроенергия води до щета на промишления обект в размер на 420 лева.

В изследването са обособени две извадки за аварийните състояния - първото в обем от 138 аварии на кабелни линии на 6,10 и 20 kV с дължина около 22 км се отнася за промишлени обекти с влошени ПКЕЕ със стойности приблизително еднакви с тези от табл.1.Втората извадка е с обем от 143 аварии с дължина на кабелите около 35 км и е със сравнително нормални ПКЕЕ. На фиг.1 са предоставени кривите на изменение на ω(t) съответно за извадката с влошени и нормални ПКЕЕ.

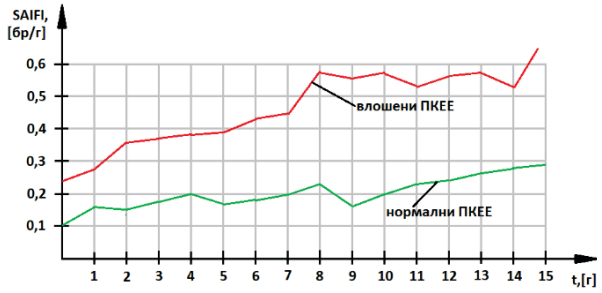


Фиг.1 Криви на изменение на ω(t) за влошени и нормални ПКЕЕ

Авариите в кабелните линии не се разглеждат диференцирано, а са анализирани в общ план - отнасят се за самия кабел, кабелните муфи, кабелните накрайници (заделка) и кабелната изолация. Изчислените стойности за ω са отнесени за 1 км дължина на кабелната линия. Анализа на представените в графичен вид резултати показва, че стойностите за ω(t) и при двете графики не се подчиняват на нито един от законите за разпределение на с.в., формулирани по-горе. Това се дължи на различните условия на експлоатация при твърде дългия период на изследване, с продължителност от 15 години. За двете криви съществува обща тенденция за увеличаване на ω(t), като при кривата с влошена ПКЕЕ тази тенденция е по-силно изразена и ω(t) е в границите 1,5 до 2,5 пъти по-голямо в сравнение с кривата с нормални ПКЕЕ. И при двете криви се наблюдават спадове, което се дължи на подмяна на аварирали кабели с нови или замяната им с такива с по-голямо сечение и по-голяма пропускателна способност, респективно по-голяма надеждност.

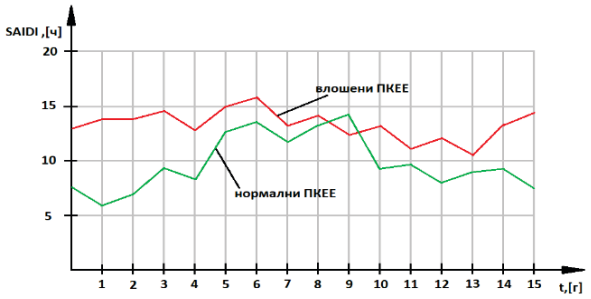
На фиг. 2 са представени графики на изменение на SAIFI за влошени и нормални ПКЕЕ. Сравнителния анализ за ω(t) и SAIFI, показва, че съществуват общи тенденции за двете характеристики на надеждността.

Разликата между тях в теоретичен план и като получени резултати е, че при ω(t) изчисленията се правят, като се приема, че авариралите кабели не се подменят с нови, докато при SAIFI те се подменят с нови(N_o<N).



Фиг.2 Криви на изменение на SAIFI за влошени и нормални ПКЕЕ

По аналогичен начин са направени изчисления и е представена графична интерпретация за показателя SAIDI за двете извадки на ПКЕЕ, показани на фиг. 3. От графиките се вижда, че доста често получените стойности за SAIDI, са по-високи от времетраенето на средната продължителност на прекъсванията, която е 9600 h / 874 аварии = 10,98 часа за една авария. Това се дължи на факта, че двете извадки за включени значими аварийни състояния с голяма продължителност на възстановителния процес. Освен това средната продължителност на SAIDI за извадката с вложени ПКЕЕ е около 13 часа и е по-висока от средната продължителност на SAIDI за извадката с нормални ПКЕЕ.



Фиг.3 Криви на изменение на SAIDI за влошени и нормални ПКЕЕ

Това показва, че влошените ПКЕЕ имат негативно отражение не само върху броя на отказите, но и върху сложността на аварийното състояние, респективно върху времето за възстановяване на аварията.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведените изследвания показват, че качеството на ЕЕ оказва влияние на надеждността на кабелните мрежи СН. Получените конкретни резултати дават основание да се направи изводът, че животът на кабелните мрежи, работещи в условията на влошени ПКЕЕ, се намалява около два пъти. Освен това в резултат на претоварване и възникналите необратими физико-химически процеси, освен експлоатационният ресурс на кабелите, рязко се намалява тяхната надеждност и повиша вероятността за настъпване на аварийни състояния. Повишаването на токовото натоварване в резултат на възникване на пулсиращи и деформационни мощности води до съществено повишаване на активните загуби. Отчитайки тези факти е необходимо сечението на кабелните мрежи, работещи в условията на несиметрични и нелинейни режими, да се преизчислява в съответствие с възникналото претоварване.

REFERENCE

[1] Panchev R.K.,Iliev I.H.,Georgiev G.A.,Chikov V.Ch., Assement and forecasting of the electric power supply systems of industrial sites in low-load mode.,Unitech 2018 Gabrovo, rtr.32

[2] Panchev R.K.,Iliev I.H.,Georgiev G.A.,Chikov V.Ch.,Study on influence of the quality of the electrical enerdgy on the reliability of the electrical equipment and systems. Unitech 2018 Gabrovo, rtr.37

[3] Стоилов, Ив., К. Джустров. Изследване на висшите хармоници в електрическите мрежи на минни предприятия. Енергиен форум 2005, Варна, том 2, 213-219 // Stoilov, Iv. K. Dzhustrov. Izsledvane na vishite harmonitsi v elektricheskite mrezhi na minni predpriyatiya. Energien forum 2005, Varna, tom 2, 213-219

[4] Стоилов, Ив., К.Джустров. Висши хармоници в мрежи с мощни вентилни преобразователи. Год. на МГУ „Св.Иван Рилски", 2010, том 53, 121-124. // Stoilov, Iv. K. Dzhustrov. Vishi harmonitsi v mrezhi s moshtni ventilni preobrazovateli. God na MGU "Sv. Ivan Rilski", 2010 tom 53, 121-124.

[5] Dzhustrov K., N. Haralambiev, Electrical losses in the electricity distribution networks when connecting new generator power, Journal of Mining and Geological Sciences, Volume 63, 2020, 142-145

[6] Стоилов, Ив., К.Джустров., Т. Николов, Изследване отклонението и несиметрията на напрежението при работа на мощни електродъгови стоманодобивни пещи, Годишник на Минно-геоложкия университет „Св. Иван Рилски, Том58, Св. III, 2015, 70-77 // Stoilov, Iv. K. Dzhustrov, T. Nikolov. Izsledvane otklonenieto i nesimetriyata na naprezhenieto pri rabota na moshtni elektrodagovi stomanodobivni peshti, Godishnik na Minno-geolozhki universitet "Sv. Ivan Rilski", 2010 tom 58, Sv. III, 2015, 70-77

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДОЛОГИЯ ЗА АНАЛИЗ НА СТАТОРНИЯ ТОК ЗА ДИАГНОСТИКА НА КОРАБНИ ЕНЕРГИЙНИ СИСТЕМИ

Юлиян Йорданов[1], Милен Дуганов[2], Пламен Парушев[3], Валентин Гюров[4]
[1] *Технически университет-Варна*
[2] *Технически университет-Варна*
[3] *Технически университет-Варна*
[4] *Технически университет-Варна*

APPLICATION OF METHODOLOGY FOR CURRENT SIGNATURE ANALYSIS FOR DIAGNOSIS OF SHIP POWER PLANTS

Yulian Yordanov[1], Milen Duganov[2], Plamen Parushev[3],Valentin Gyurov[4]
[1] *Technical University of Varna*
[2] *Technical University of Varna*
[3] *Technical University of Varna*
[4] *Technical University of Varna*

Abstract

The diagnostics of the operational condition of the ship power plants is an actual problem related to the preventive maintenance management in the ship power systems. This report presents the application of a methodology for diagnostics of asynchronous electric motors and its improvement and adaptation for diagnostics of brushless synchronous generators in shipboard electrical power systems. The main focus of the study is the assessment of the possibility for adequate preventive management of marine power plants with the use of specialized methods and measuring equipment. The presented approach allows monitoring of the condition of ship brushless synchronous generators for the presence and significance of various mechanical defects. With the use of the present methodology it is possible to assess the level of operational indicators for the reliability of electrical equipment and their dynamic change over time, as well as to predict the probability of occurrence of emergency events.

Keywords: excitation disturbances; synchronous generators; MCSA; MVSA.

ВЪВЕДЕНИЕ

Основни задачи на техническата диагностика са разработката и използването на методи, модели и алгоритми за обработка на диагностична информация. Определяне на състоянието на синхронни генератори (СГ), работещи в „островен режим на експлоатация", е специфична тема изискваща самостоятелно разглеждане. В доклада са обсъдени само част от многото възможности за диагностика на СГ, използвайки методите за спектрален анализ на статорния ток и напрежение.

Използването на MCSA (motor current signature analysis) и MVSA (motor voltage signature analysis) се свързва с откриването на неизправности в асинхронни двигатели АД [3]. Използването на аналогични методи за откриването на дефекти в СГ е напълно възможно и целесъобразно. Въвеждането на понятията GCSA (generator current signature analysis) и GVSA generator voltage signature analysis), позволява разграничаване и избягване на колизии с познати техники използвани за диагностика на АД.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Съвместното или самостоятелното използване на GCSA и GVSA ни позволява диагностициране на следните дефекти в синхронни генератори [1, 2, 4, 5, 6, 7]:

- Междунавивково късо съединение в роторната намотка

$$f = f_1 \pm kf_r \quad (1)$$

Като признаците от 1 и 2 трябва да се използват съвместно.

$$f = 2kf_1 \quad (2)$$

➢ Междунавивково късо съединение в статорната намотка.

$$f = 3kf_1 \quad (3)$$

➢ Механични неизправности на ротора, статичен ексцентритет, несъосие.

$$fe_{1,2} = f_1 \pm kf_r \quad (4)$$

f_1 – честота на генераторното напрежение; f_r – честота на въртене на ротора на СГ; f_{e1} и f_{e2} – специфични честотни компоненти породени от промените във въздушната междина; k – цяло число 1,2,3...n.

Съвременните дизел-генератори все почесто използват безчеткови системи за възбуждане, което несъмнено има големи предимства. Един от малкото недостатъци на тази структурна схема е липсата на лесен достъп до точки, позволяващи диагностика на генератора и в частност възбудителната му система [1, 2, 4, 5, 6, 7].

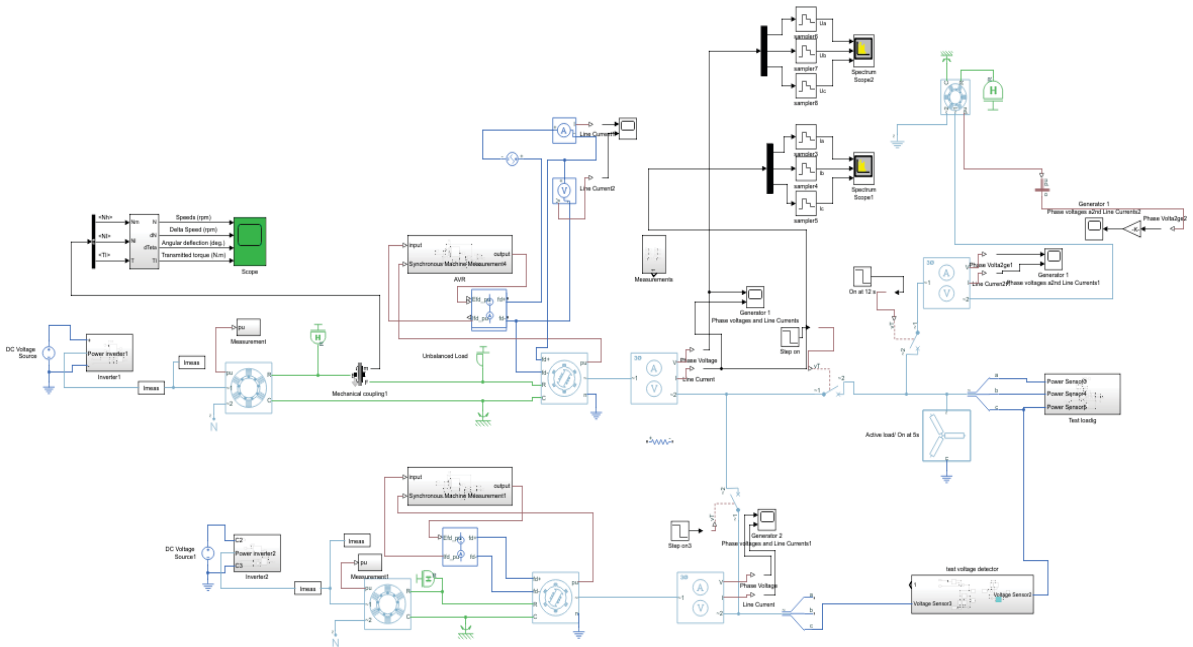
Появата на пулсации с определена честота и амплитуда в напрежението, съответно тока на възбудителната верига, тоест в роторната намотка на СГ, може да бъде използван като важен признак за повреда. Прилагайки частична аналогия с работата на асинхронен двигател (АД), можем да направим предположението, че при поява на пулсации, те би трябвало да индуктират в определен мащаб същите или модулирани честотни компоненти в генераторното напрежение и ток. Предвид липсата на хлъзгане в СГ, може да се предположи появяването им на честота изчислена от:

$$f_{ex1,2} = f_1 \pm f_{puls} \quad (5)$$

f_{puls} - честота на внесеното смущение

Симулационен модел

За надеждна проверка и верификация на направеното предположеие, е използван симулационен модел на учебен стенд в ТУ-Варна, реализиран в среда Matlab Simulink. Симулацията е на синхронни генератори (СГ), работещи в “островен режим на експлоатация”. Състои се от два броя СГ задвижвани от АД с честотно управление. Съответно натоварване на генераторите се осигурява чрез блок с активно-индуктивно товар и/или моментно включване на АД. Възбуждането се осъществява от модул AC1C1 съгласно стандарт IEEE 421.5-2016.

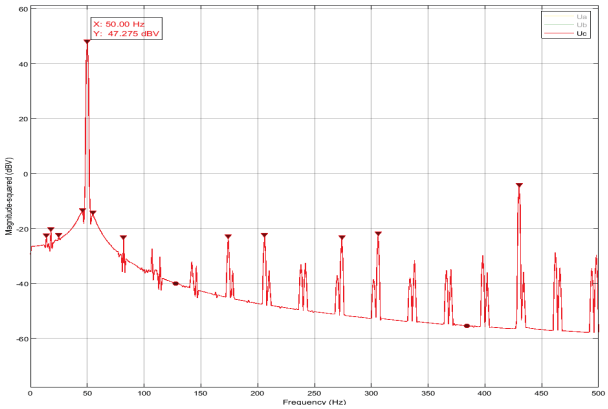


Фиг. 1. *Блокова схема на модел в Matlab Simulink на сихронни генератори, работещи в „островен режим”*

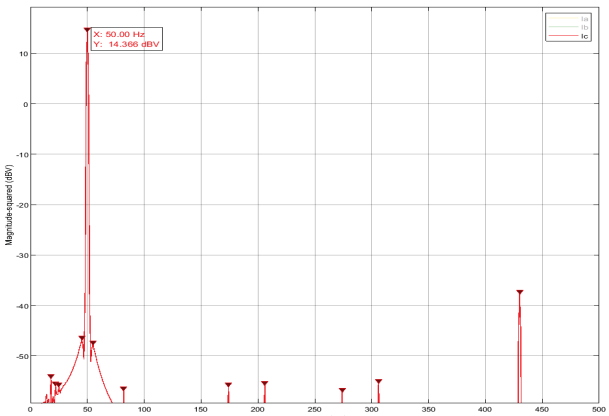
В настоящото симулационно изследване са използвани параметрите на синхронни генератори с номинална мощност 6.6 kVA, синхронна скорост 1500 min^{-1}. Опитите са проведени при cosφ=0.83 и 54%Sn=3.6 kVA от номиналното натоварване на синхронния генератор.

Получени резултати

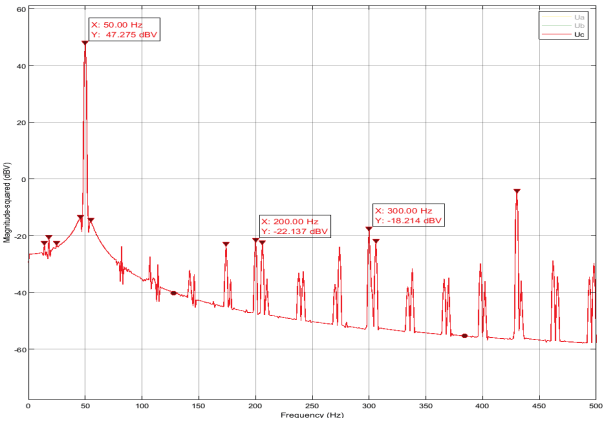
Спектрите на тока и напрежението на фигури 2 и 3 показват началното състояние на системата, без да са внесени допълнителни смущения във възбудителната верига. След внасяне на синусоидално смущение с честота f=250 Hz в спектъра на тока Ic и напрежението Uc, ясно се отличават f_{ex1}=200 Hz и f_{ex2}=300 Hz. Симулацията на процеса при 300 Hz отново ни дава изчислените по формула (5), f_{ex12}. На фигури 8 и 9 са представени спектрите при опит с пулсации на 400 Hz. Причината да се използват смущения в този диапазон е многообразието на технически решения за входния сигнал на въртящия се изправител при безчеткови синхронни генератори.



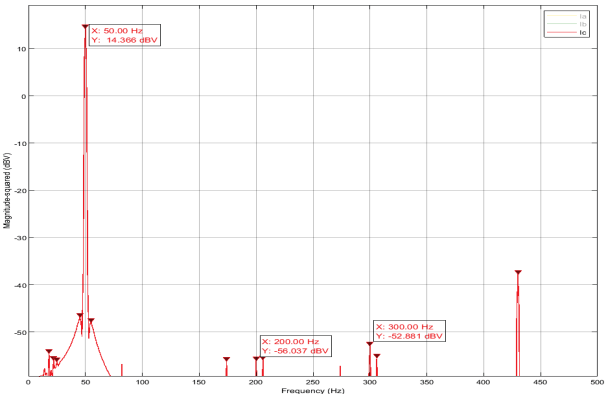
Фиг. 2. *Спектър Uc без въздействие*



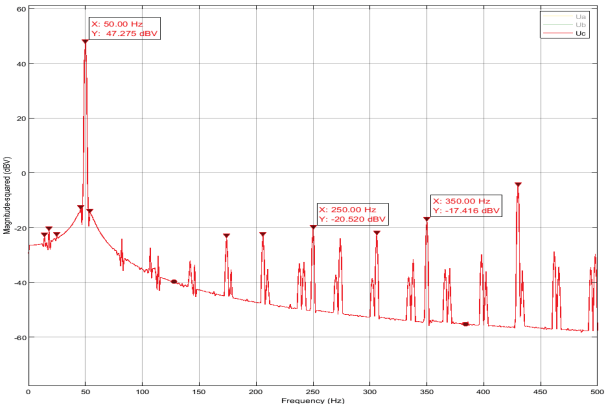
Фиг. 3. *Спектър Ic без въздействие*



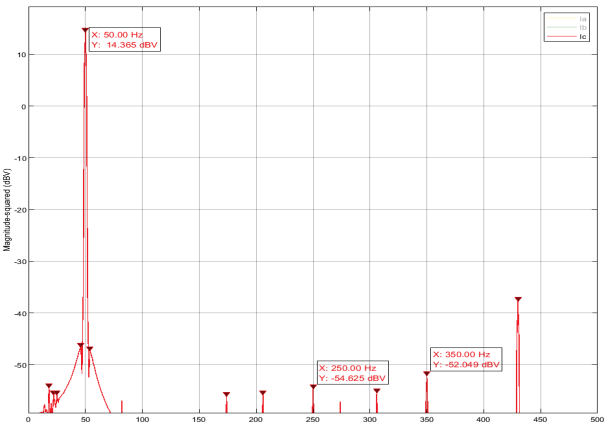
Фиг. 4. *Спектър Uc 250 Hz*



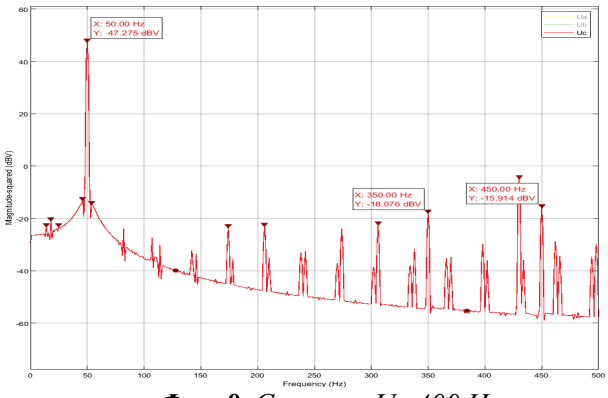
Фиг. 5. *Спектър Ic 250 Hz*



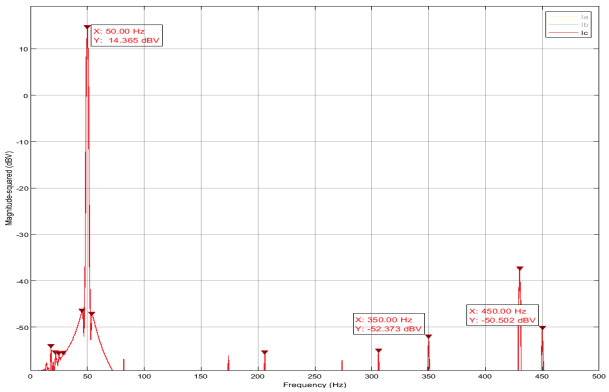
Фиг .6. *Спектър Uc 300 Hz*



Фиг. 7. *Спектър Ic 300 Hz*



Фиг .8. *Спектър Uc 400 Hz*



Фиг. 9. *Спектър Ic 400 Hz*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получените резултати от проведеното симулационно изследване ни показват наличието и влиянието на пулсациите в напрежението и тока на възбуждане върху формата на генераторното напрежение и ток. Това влияние може да бъде използвано като диагностичен признак за състоянието на възбудителната система. Освен за точно установяване наличието и промяната на смущаващото въздействие, констатираната зависимост предлага възможността да се отстранят тези честотни компоненти при анализиране на други дефекти или да се вземат под внимание при вероятност за съвпадение на признаците на различни повреди. Използването на GCSA и GVSA може значително да улесни и подобри диагностиката на синхронни генератори, работещи в „островна схема".

Представеното изследване е част от работата по проект НП1/2021 „Разработване на комплексни методи за анализ и диагностика на състоянието на корабни електроцентрали", финансиран по Фонд научни изследвания – Технически университет - Варна.

REFERENCE

[1] Cruz, S.M.A.; Cardoso, A.J.M. Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park's vector approach. IEEE Trans. Ind. Appl. 2001, 37, 1227–1233.

[2] Fayazi, M.; Haghjoo, F. Turn to turn fault detection and classification in stator winding of synchronous generators based on terminal voltage waveform components. In Proceedings of the 9th Power Systems Protection & Control Conference (PSPC2015), Tehran, Iran, 14–15 January 2015; pp. 36–41.

[3] ISO 20958-2013 Condition monitoring and diagnostics of machine systems- Electrical signature analysis of three-phase induction motors IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies. IEEE Std 421.5-2016. Piscataway, NJ: IEEE-SA, 2016.

[4] Nadarajan, S.; Panda, S.K.; Bhangu, B.; Gupta, A.K. Hybrid Model for Wound-Rotor Synchronous Generator to Detect and Diagnose Turn-to-Turn Short-Circuit Fault in Stator Windings. IEEE Trans. Ind. Electron. 2015, 62, 1888–1900.

[5] Nadarajan, S.; Panda, S.K.; Bhangu, B.; Gupta, A.K. Online Model-Based Condition Monitoring for Brushless Wound - Field Synchronous Generator to Detect and Diagnose Stator Windings Turn-to-Turn Shorts Using Extended Kalman Filter. IEEE Trans. Ind. Electron. 2016, 63, 3228–3241.

[6] Salomon, C.P.; Ferreira C Santana, W.C.;. Lambert-Torres G, Borges da Silva, L.E.; Bonaldi, E.L.; de Oliveira, L.E.L. Silva Torres B. A Study of Fault Diagnosis Based on Electrical Signature Analysis for Synchronous Generators Predictive Maintenance in Bulk Electric Systems, Energies 2019, 12(8), 1506.

[7] Sottile, J.; Trutt, F.C.; Leedy, A.W. Condition Monitoring of Brushless Three-Phase Synchronous Generators With Stator Winding or Rotor Circuit Deterioration. IEEE Trans. Ind. Appl. 2006, 42, 1209–1215.

ПРАКТИЧЕСКИ ПОДХОД ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА СИЛОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ В СИМУЛАЦИОННИ МОДЕЛИ НА КОРАБНИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЙНИ СИСТЕМИ

Милен Дуганов, Пламен Парушев, Валентин Гюров
Технически университет-Варна, кат. „Електроснабдяване и електрообзавеждане”

PRACTICAL APPROACH FOR DETERMINATION OF POWER TRANSFORMERS PARAMETERS IN SIMULATIONS MODELS OF SHIPBOARD ELECTRICAL SYSTEMS

Milen Duganov, Plamen Parushev, Valentin Gyurov
Technical University of Varna, Department of Electric Power Supply and Equipment

Abstract

The use of simulation models for analysis of operating modes and regimes in marine energy systems is a modern widespread method. The adequate use of the models and their equivalence to real technical systems is related to the determination of a certain number of parameters of the elements in the scheme. This report discusses the part related to the simulation of power transformers in Sim Power Systems (Matlab). The specificity in this case is the need to determine parameters required by the software, which in most cases are not provided by the manufacturers. The report presents the methodology for determining the necessary parameters with the use of catalog data of the transformers, which are well known and they are indicated on the signboard of the transformers. This approach allows the creation of simulation models for different types of existing transformers without the need to require detailed information from manufacturers. The presented methodology for determining the parameters for specific types of MV/LV transformers is applied in the simulation of container ship.

Keywords: ships transformers, transformer simulation, ships electrical systems, onboard electrical equipment

ВЪВЕДЕНИЕ

Използването на симулационни модели е широко разпространен метод за изследване и анализ на режимите в сложни технически системи. Получаването на адекватни резултати от изследванията, е свързано с прецизно дефиниране на параметрите на елементите на модела. Настоящият доклад представя методика за определяне на параметрите на корабни силови трансформатори, които са необходими за симулационните модели в Sim Power System (Matlab). Особеност на разглеждания проблем е нуждата от дефиниране на параметрите на магнитопровода, първичната и вторичната намотка – R_m, X_m, R_1, X_1, R_2 и X_2 в действителни или относителни единици, в зависимост от използваната версия на продукта. Тези параметри в общия случай не са включени в каталожната информация на силовите трансформатори. Представената синтезирана методика позволява определянето на търсените параметри от общодостъпните каталожни данни или табелките на трансформаторите. Демонстрирано е приложение на методиката за специфични трансформатори корабно изпълнение 6.6/ 0.38 kV [4], като за пример е приета схема на електроенергийна система на кораб за превоз на товари тип „контейнеровоз”.

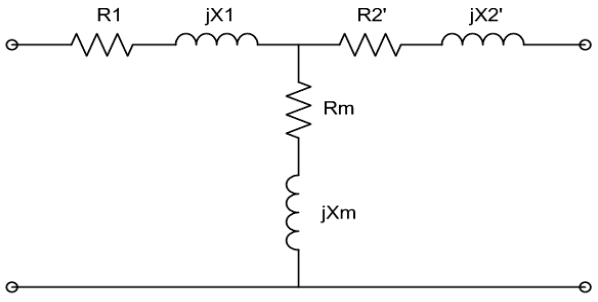
МЕТОДИКА ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА СИЛОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ В MATLAB

Методиката се базира на използването на „Т” заместващи схеми на силовите тран-

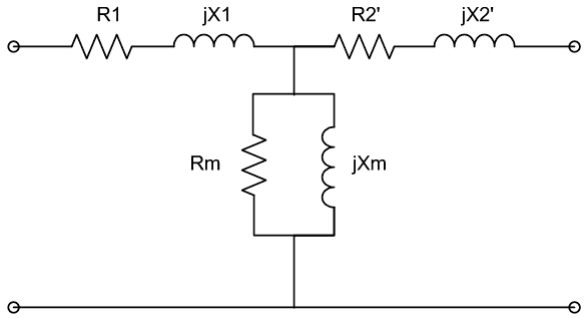
сформатори и параметри при опит на празен ход и късо съединение. По отношение на Т заместващата схема трябва да се отбележи, че са налице два варианта на използването й – с последователен магнитен контур R_m, X_m, какъвто е използвания в българската литература (Фигура 1), и с паралелен магнитен контур, какъвто се използва при дефинирането на величините в Matlab (Фигура 2).

За входни величини се използват каталожните данни на трансформатора, които са показани и на неговата указателна табела. Това са величините S_N [kVA] – номинална мощност на трансформатора; U_1[kV] – номинално първично линейно напрежение; U_2 – номинално вторично линейно напрежение, $u_{cs\%}$ [%] – напрежение на късо съединение, $I_{0\%}$ [%] – ток на празен ход, ΔP_0 [W] – загуби на празен ход, ΔP_{SC} – загуби на късо съединение.

Общоизвестно е, че заместваща схема на трифазни трансформатори се съставя като за еднофазни [1], [2], [3].



Фиг. 1. *„T" схема със сериен намагнитващ контур*



Фиг. 2. *„T" схема с паралелен намагнитващ контур*

Тъй като трифазните трансформатори имат различни групи и схеми на свързване, за прегледност на методика се предлага именуването напреженията на U_{C1} и U_{C2} - напрежения върху намотката на първична и вторична страна на трансформатора; I_{C1} и I_{C2} – токове, протичащи в първичната и вторичната намотка на трансформатора

По този начин методиката ще бъде приложима за всички видове свързвания на намотките, т.к. заместващата схема се разглежда за едното ядро на трансформатора. Прилагат се формулите в следната последователност [5]:

$$I_{1C} = \frac{S_H}{3 \cdot U_1} \quad (1) \quad I_0 = \frac{I_{0\%}}{100} \cdot I_{1C} \quad (2)$$

Тока на празен ход I_{0m}, консумиран от мрежата, ще бъде $I_{0m}=I_0$ – при свързване на първичната намотка в звезда или $I_{0m}=\sqrt{3}.I_0$ – при свързване на първичната намотка в триъгълник.

Съпротивленията на празен ход на трансформатора се определят с формули (3), (4) и (5).

$$Z_0 = \frac{U_1}{I_0} \quad (3) \qquad R_0 = \frac{P_0}{3 \cdot I_0^2} \quad (4)$$

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \quad (5)$$

Съответно за последователен намагнитващ контур на трансформатора се получава (6), (7):

$$R_m = R_0 \quad (6) \qquad X_m = X_0 \quad (7)$$

За задаване на параметрите в симуалционния модел на Sim Power Sysetms (Matlab) е необходимо преобразуването на съпротивленията от изчислените за сериен към R_m и X_m за паралелен магнитен контур. Тази трансформация се извършва с формули (8) и (9).

$$X_m = \frac{R_0^2 + X_0^2}{X_0} \quad (8)$$

$$R_m = \frac{R_0^2 + X_0^2}{R_0} \quad (9)$$

Индуктивното съпротивление L_m се изчислява по формула (10).

$$L_m = \frac{X_m}{\varpi} \quad (10)$$

Съпротивленията на късо съединение на трансформатора се определят с формули (11), (12) и (13).

$$Z_{SC} = \frac{U_{SC}}{I_{SC}} \quad (11) \qquad R_{SC} = \frac{P_{SC}}{3 \cdot I_{SC}^2} \quad (12)$$

$$X_{SC} = \sqrt{Z_{SC}^2 - R_{SC}^2} \quad (13)$$

където $I_{SC}=I_{1C}$ – номиналният ток през намотката на трансформатора, протичащ при опит на късо съединение с понижено напрежение U_{SC} (14).

$$U_{SC} = \frac{u_{SC\%}}{100} \cdot U_{1C} \quad (14)$$

С приближение се приема $Z_1=Z_2$, откъдето за определяне на параметрите R_1, X_1, R_2 и X_2 се използват формулите:

$$R_1 = \frac{R_{SC}}{2} \quad (15) \qquad R_2' = R_1 \quad (16)$$

$$X_1 = \frac{X_{SC}}{2} \quad (17) \qquad X_2' = X_1 \quad (18)$$

където: R'_2 и X'_2 са приведените съпротивления към първичната намотка. Действителните съпротивления се определят по формули (19) и (20).

$$R_2 = \frac{R_2'}{k^2} \quad (19) \qquad X_2 = \frac{X_2'}{k^2} \quad (20)$$

където: k – коефициента на трансформация, определен по формулата:

$$k = \frac{U_{1C}}{U_{2C}} \quad (21)$$

Следва да се има предвид, че в случая за изчисляването на k се използват напреженията на намотките, които са различни при различни групи на свързване, а не отношението на броя навивки на намотките.

Индуктивностите L_1 и L_2 се извършва с формули (22), (23).

$$L_1 = \frac{X_1}{\varpi} \quad (22) \qquad L_2 = \frac{X_2}{\varpi} \quad (23)$$

За версии на Matlab, ползващи втора генерация симулационни блокове (версии 2013-2017), параметрите на трансформаторите могат да бъдат зададени в система SI или в относителни единици (p.u.).

За версии ползващи трето поколение блокове (2019 и по-нови), задаването е само в относителни единици, приведени към първичната намотка. За базисно се приема съпротивлението на намотката при номинално натоварване (26)

$$Z_b = \frac{U_{1C}}{I_{1C}} \quad (26)$$

Изчисляването на параметрите в относителни единици се извършва с формулите:

$$R_m^* = \frac{R_m}{Z_b} \quad (27) \qquad X_m^* = \frac{X_m}{Z_b} \quad (28)$$

$$R_1^* = R_2^* = \frac{R_1}{Z_b} \quad (29)$$

$$X_1^* = X_2^* = \frac{X_1}{Z_b} \quad (30)$$

С помощта на синтезираната методика ще бъде направена симулация на специфични корабни силови трансформатори, имащи голяма мощност от порядъка на 2-5 MVA, но проектирани за нива 6.6/0.38 kV.

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДИКАТА ЗА СИЛОВИ ТРАНСФОРМАТОРИ В КОРАБНИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЙНИ СИСТЕМИ

За демонстрация на методиката е избрана схема на контейнеровоз, ползваща трансформатори средно към ниско напрежение (Фигура 3). Схемата използва 6 бр. СТ 3000 kVA, 6.6/0.38 kV с параметри $u_{SC\%}$=6[%], ΔP_0 = 6500[W], ΔP_{SC} = 35000[W].

Изчислените параметри на трансформаторите са показани в Таблица 1.

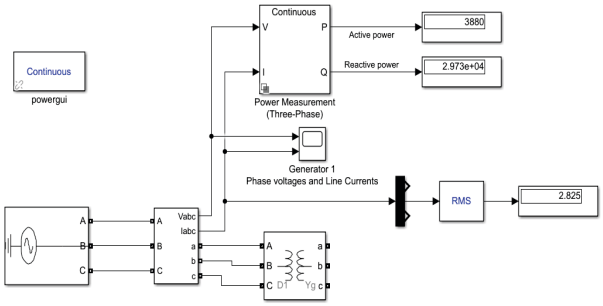
Таблица 1*.Изчислени параметри*

R_m [ohm]	$2.01.10^4$	R^*_m [p.u.]	461.538
X_m [ohm]	$4.039.10^3$	X^*_m [p.u.]	92.726
R_1 [ohm]	0.254	R^*_1 [p.u.]	$5.833.10^{-3}$
X_1 [ohm]	1.282	X^*_1 [p.u.]	0.029
R_2 [ohm]	$2.808.10^{-4}$	R^*_1 [p.u.]	$5.833.10^{-3}$
X_2 [ohm]	$1.416.10^{-3}$	X^*_1 [p.u.]	0.029
L_m [H]	12.857	L^*_m [p.u.]	не се използват в симулацията
L_1 [H]	$4.08.10^{-3}$	L^*_1 [p.u.]	
L_2 [H]	$4.509.10^{-6}$	L^*_2 [p.u.]	

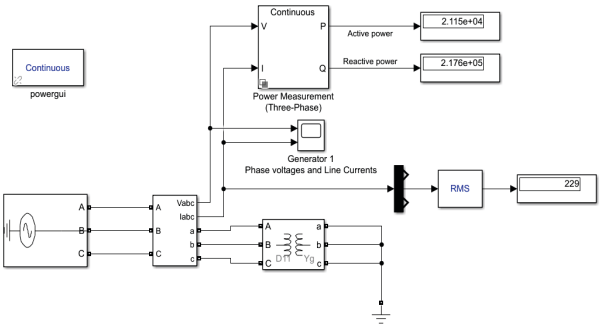
За проверка адекватността на методиката при приложението в Matlab са разработени симулационни модели за версии „втора генерация” и „трета генерация”.

Симулация с блокове „втора генерация”

Симулационните модели са показани на Фигура 4 и Фигура 5.



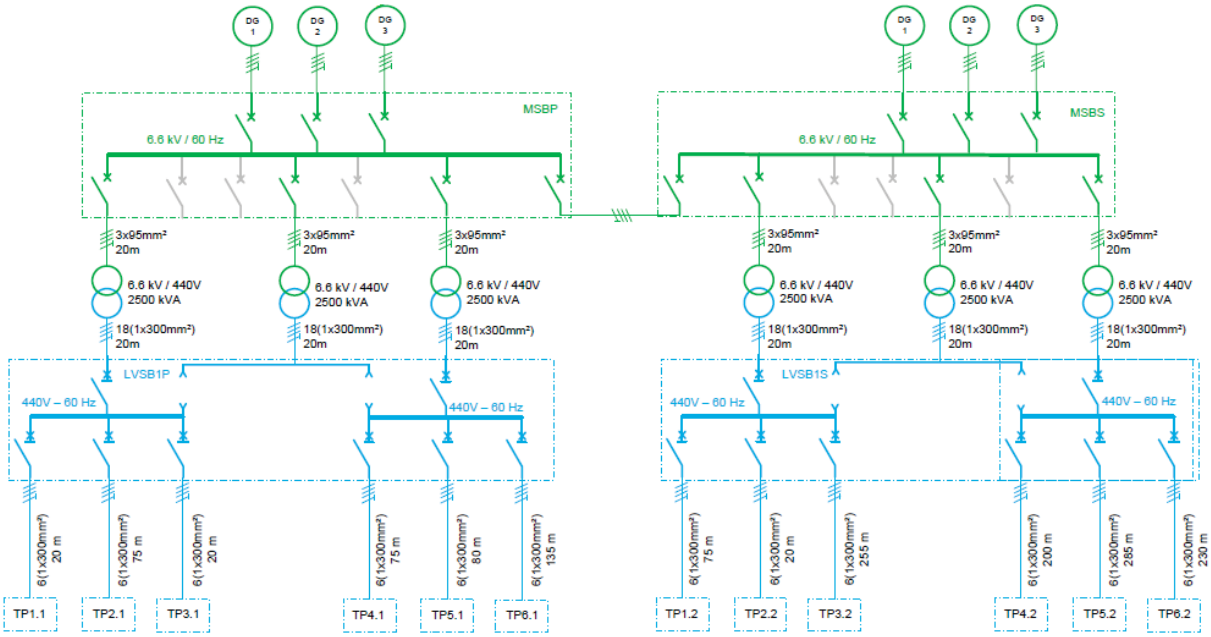
Фиг. 4. *Модел в Matlab „второ поколение” – симулация на трансформатор на празен ход*



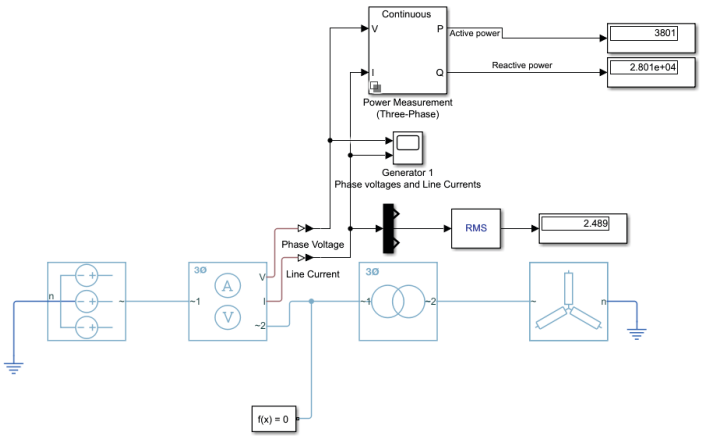
Фиг. 5. *Модел в Matlab “второ поколение” – симулация на трансформатор опит на късо съединение*

- *Симулация с блокове „трета генерация”*

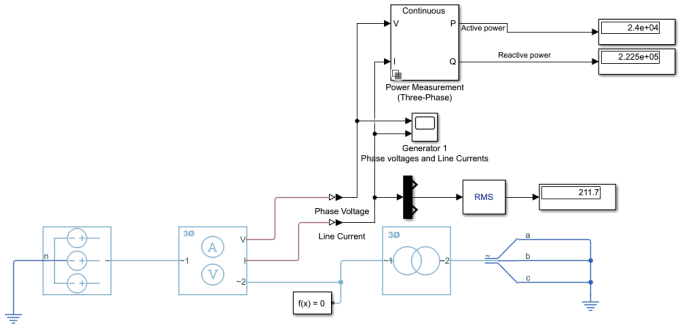
Симулационните модели са показани на Фигура 6 и Фигура 7. В режим на празен ход е зададен товар с пренебрежима стойност – 1W, който не оказва влияние спрямо мощността на трансформатора.



Фиг 3. *Еднолинейна електрическа схема на кораб за превоз на товари тип „контейнеровоз”*



Фиг. 6. *Модел в Matlab „трето поколение" – симулация на трансформатор на празен ход*



Фиг. 7. *Модел в Matlab „трето поколение" – симулация на трансформатор на празен ход*

Данни от симулациите за използваните трансформатори са показани в Таблица 1.

Таблица 1*.Сравнение на параметри*

Параметър	Номинална стойност	Получена стойност	Грешка [%]
Симулация „Втора генерация"			
ΔP_0 [W]	6500	6485	0.23
ΔP_{SC} [W]	35000	35100	0.29
u_{SC} [%]	396	391	1.26
Симулация „Трета генерация"			
ΔP_0 [W]	6500	6606	1.63
ΔP_{SC} [W]	35000	35500	1.57
u_{SC} [%]	396	391	1.26

Получената грешка между параметрите на трансформаторите зададени по каталог или табелка на трансформатора и получените от симулациите резултати е до 2%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Резултатите показват работоспособността на представената методика за дефиниране параметрите на силови трансформа-тори в корабни електроенергийни системи. Представената методика е приложима за симулационни модели от второ и трето поколение. Предложеният синтезиран подход за дефиниране на параметрите на силови трансформатори и в частност на специализирани за корабно приложение - такива с мощности 2÷5 MVA, но относително ниски стойности на страна средно напрежение – 6÷7.2 kV, се характеризира с адекватност и висока за практиката точност от 1-2%. Трябва да се отбележи, че тази грешка е от порядъка на грешката на физическото измерване при определяне на параметрите на трансформаторите и закръглението на отделните каталожни величини. Съществена особеност за приложение на методиката, е начина за въвеждането на параметрите в симулацонните блокове на Matlab в зависимост от версията. Използването на величините в относителни единици е свързано с използването на приведените им стойности както към първичната намотка, така и към базисното съпротивление.

Резултатите могат да бъдат полезни за специалисти в практиката, изследователи и студенти.

Представеното изследване е част от работата по проект НП1/2021 „Разработване на комплексни методи за анализ и диагностика на състоянието на корабни електроцентрали", финансиран по Фонд научни изследвания – Технически университет-Варна.

REFERENCE

[1] McLiman C. Transformers and inductor design handbook. New York: CRC Presss Taylor and Francis group. 2011.

[2] Heathcote M. Transformer book. A practical technology of the power transformers. Newnes Elsecvier. Oxford: 1998

[3] Patel M. Shipboard electrical power systems, New York: CRC Presss Taylor and Francis group. 2012.
[4] Hall D. Practical marine electrical knowledge. Whiterby Publishers. London:1 1999.
[5] Yagup. V. K opredeleniju modeley trasformatorov. Kiev. Jurnal "Svetlotehnika i Energetika" br. 2/2014.

ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ИНДУКТИРАНИ НАПРЕЖЕНИЯ ОТ ГРАДСКИЯ ТРАНСПОРТ

П. К. Петров[1], Кр. М. Иванов[1], Г. Ц. Велев[1], Цв. К. Върбов[1]
[1]Технически университет - Габрово

RESEARCH AND ANALYSIS OF INDUCED VOLTAGES FROM URBAN ELECTRIC TRANSPORT

P. K. Petrov[1], Kr. M. Ivanov[1], G. Ts. Velev[1], Ts. K. Varbov[1]
[1]Technical University – Gabrovo

Abstract
The report analyzes the process of capacitive charging of large vehicles (cranes, buses, etc.), as well as transporting petroleum products and other flammable liquids when moving under the catenary of trolleybuses. Calculations have been made regarding the safety of the people in them and the possibility of an explosion.

Keywords: electromagnetic compatibility.

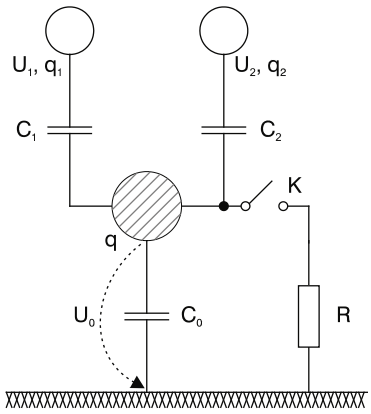
ВЪВЕДЕНИЕ

По улиците, по които преминават линиите на градския тролейбусен транспорт, преминава голяма част от градския автобусен и товарен трафик. Съвместяването на трафика се осъществява на дълги участъци, при което пътно превозно средство (ППС) по дълги участъци се движат под контактната електрическа тролейбусна мрежа. Тя е постояннотокова двупроводна, изолирана от земята с номинално напрежение 600 V [1].

Констатирани са случаи на искров разряд при допиране на пътник до металната част на автобуса, обикновено при качване [2]. Тъй като захранващата контактна мрежа е постояннотокова, липсва магнитната съставяща на индуктираните напрежения при пренебрегване наличните хармонични в изправеното напрежение [7]. Предполага се, че повишаването на електрическия потенциал на ППС с големи габарити е вследствие на заряд при движението му под проводниците на контактната мрежа. Този заряд се натрупва от електростатична индукция, възникваща между проводниците на контактната мрежа и изолираното чрез гумите си превозно средство при триенето във въздуха при движението си под тоководещите проводници [4, 5]. Този заряд може да окаже негативно въздействие на цифровата техника, която навлиза и в електрическия транспорт. [8]

ИЗЛОЖЕНИЕ

За доизясняване на това явление могат да се поставят следните въпроси:
- коя от двете съставящи е преобладаваща - капацитивната съставяща на индуктираните напрежения или натрупването на електростатични заряди;
- какви електрически потенциали биха се появили, ако върху контактната мрежа или в близост до нея падне мълния;
- каква опасност от възникване на взрив или пожар би възникнала, ако под контактната мрежа се намира автоцистерна, превозваща запалими вещества.



Фиг. 1. *Принципна схема за онагледяване на възникването на капацитивна съставяща на индуктираните напрежения.*

Потенциалът U_0 на ППС се определя от капацитетите на телата C_1, C_2 и C_0 [3, 6]. При допир на човек до металната конструкция на ППС неговият потенциал спада до минимална стойност, тъй като C_0 се шунтира от активното съпротивление R на човешкото тяло. На фиг.1 това се илюстрира със затваряне на ключа K. През човешкото тяло със съпротивление R ще протече ток, който се изразява с установена и свободна съставящи.

$$i = i_y + i_{св}. \tag{1}$$

Величините U_0, i_y, $i_{св}$ могат да се определят, като се използват потенциалните уравнения на Максуел:

$$\left| \begin{array}{l} U_1 = \alpha_{11} q_1 + \alpha_{12} q_2 + \alpha_{10} q \\ U_2 = \alpha_{21} q_1 + \alpha_{22} q_2 + \alpha_{20} q \\ U = \alpha_{10} q_1 + \alpha q_{20} + \alpha_{00} q \end{array} \right. . \tag{2}$$

където: U, q са потенциал и заряд на ППС.

За удобство при обработката, система (2) може да се запише в матричен вид:

$$\left| \begin{array}{l} [U_\Phi] = [\alpha_\Phi][q_\Phi] + [\alpha_C] q \\ U = [\alpha_P][q_\Phi] + \alpha_{00} q \end{array} \right. , \tag{3}$$

където: $[U_\Phi]$, $[q_\Phi]$ са матрици стълбове от зарядите q_1, q_2;

$$[\alpha_C] = \begin{vmatrix} \alpha_{10} \\ \alpha_{20} \end{vmatrix} ;$$

$$[\alpha_\Phi] = \begin{vmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{vmatrix} ; [\alpha_P] = |\alpha_{10} \quad \alpha_{20}| .$$

От първото уравнение на (3) се определя $[q_\Phi]$:

$$[q_\Phi] = [\alpha_\Phi]^{-1} ([U_\Phi] - [\alpha_C] q) . \tag{4}$$

Това решение се замества във второто уравнение на системата (3) и се получава:

$$U = [\alpha_P][\alpha_C]^{-1}[U_\Phi] - \{\alpha_{00} - ([\alpha_P][\alpha_\Phi]^{-1}[\alpha_C])\} q \tag{5}$$

където: съгласно [1] - $U_0 = [\alpha_P][\alpha_C]^{-1}[U_\Phi]$; $A = \alpha_{00} - [\alpha_P][\alpha_\Phi]^{-1}[\alpha_C]$.

След заместване (5) добива вида:

$$U = U_0 + A.q . \tag{6}$$

Анализът на (6) се извършва в следната последователност:

- моментната стойност на потенциала на ППС преди допир на човек ще бъде $U = U_0$,тъй като $q = 0$;
- след допир на човек до проводящите части на ППС потенциала се определя от активното съпротивление на човека R и $i_{св}$ т.е.

$$U = R\, i_{св} . \tag{7}$$

Свободната съставяща на тока добива вида:

$$i_{CB} = -l \frac{dq}{dt} . \tag{8}$$

След заместване на (8) в (7) се получава израз за напрежението, който може да се замести в (6). Получава се уравнение по отношение на заряда q, чието решение е представено в (10).

$$-Rl \frac{dq}{dt} - A\, q = U_0 , \tag{9}$$

$$q = \frac{U_0}{A} \left(e^{-\frac{A}{Rl} t} - 1 \right) . \tag{10}$$

След заместване на решението за q от (10) в (8) за свободната съставяща се получава:

$$i_{CB} = \frac{U_0}{R} e^{-\frac{A}{Rl} t} . \tag{11}$$

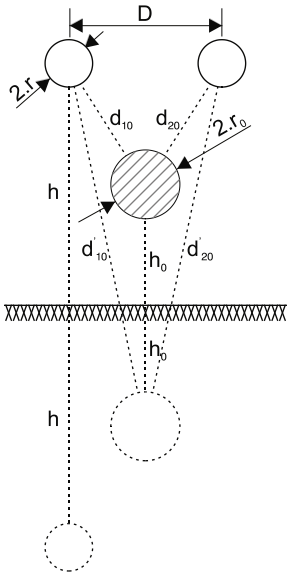
Тъй като контактната мрежа е постояннотокова установена съставяща за тока няма да има, а най-голямата стойност на протичащия през човека ток ще бъде в момента на допир, т.е. при $t = 0$ (11) добива вида:

$$i_{MAX} = \frac{U_0}{R} \ . \qquad (12)$$

Времеконстантата на затихване на процеса ще бъде:

$$\tau = \frac{Rl}{A} \ . \qquad (13)$$

Схемата, показваща параметрите, които участват при изчисляването на потенциалните коефициенти е показана на фиг. 2, аналитичните изрази са дадени в (14).



Фиг. 2. *Схема, онагледяваща параметрите за изчисляване на потенциалните коефициенти*

$$\left|\begin{array}{l} \alpha_{11} = \alpha_{22} = \dfrac{1}{2\pi\varepsilon_0}\ln\dfrac{2h}{r} \\ \alpha_{12} = \alpha_{21} = \dfrac{1}{2\pi\varepsilon_0}\ln\dfrac{\sqrt{(2h)^2 + D^2}}{D} \\ \alpha_{00} = \dfrac{1}{2\pi\varepsilon_0}\ln\dfrac{2h}{r} \\ \alpha_{10} = \dfrac{1}{2\pi\varepsilon_0}\ln\dfrac{d_{10}'}{r} \\ \alpha_{20} = \dfrac{1}{2\pi\varepsilon_0}\ln\dfrac{d_{20}'}{d_{20}} \end{array}\right. \qquad (14)$$

Означенията на фиг. 2 са както следва:
h – височина на контактната мрежа ($h = 4\ m$);
h_0 – височина на ППС (автобус, автоцистерна) спрямо земята ($h_0 = 2{,}5\ m$);
r – радиус на проводниците на контактната мрежа ($r = 8{,}55.10^{-3}\ m$);
r_0 – радиус на еквивалентното проводящо тяло, което имитира ППС ($r_0 = 1{,}25m$);
D – разстояние между контактните проводници ($D = 0{,}9\ m$).

$$\left|\begin{array}{l} d_{10} = d_{20} = \sqrt{\left(\dfrac{D}{2}\right)^2 + (h - h_0)^2} \\ d_{10}' = d_{20}' = \sqrt{\left(\dfrac{D}{2}\right)^2 + (h + h_0)^2} \end{array}\right. ; \qquad (15)$$

U_Φ – напрежение на контактния проводник ($U_\Phi = 600\ V$);

- за анализа се приема съпротивлението на човека ($R = 1000\ \Omega$);

l – дължина на ППС ($l = 10m$);

След реализиране на изчисленията по посочените изходни данни се получават следните резултати:

$U_0 = 76{,}97\ V$; $A = 1{,}835.10^{10}$; $\tau = 0{,}545\ \mu s$; $i_{MAX} = 76{,}97\ mA$.

Като се има предвид факта, че минималната енергия на възпламеняване на бензин е $W_{MIN} = 0{,}15.10^{-3} J$ [3], а приблизителният капацитет на ППС например бензиновоз е $C = 1000pF$, максимално допустимото напрежение на ППС спрямо земя, при който е възможно възникване на взрив е:

$$U_{MAX} = \sqrt{\frac{0{,}1W_{MIN}}{C}} = 173{,}2V$$

От това следва, че при движение под контактната мрежа зареждането е 2,3 пъти по-малко от U_{MAX} и следователно опасност от взрив не съществува.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От получените числени резултати могат да се направят следните изводи:

- Пътното превозно средство (автобус, цистерна) се зарежда до сравнително ниски стойности на напрежението, което не представлява опасност за човека;
- Понеже времеконстантата е малка, разрядът протича за кратко време, което е благоприятно;
- от предходните два извода следва, че съпровождащият разряда звуков ефект (пукане) може да предизвика стресова ответна реакция (рязко дръпване, неволен удар, препъване и т. н .), което да завърши с травма;
- през летния сезон, когато има продължително засушаване и високи температури, превозните средства натрупват електрически заряди от триенето във въздуха и пътната настилка до напрежения 170-500 *V* [4,5], което превишава значително изчислените. Обикновено те са причина за проявата на описаните по-горе ефекти;

Препоръчва се ППС и особено автобусите да имат антистатична връзка с пътната настилка, чрез която да се намалява нивото на електрическия потенциал. За автоцистерни, превозващи петролни продукти споменатата антистатична връзка с пътната настилка е задължителна съгласно ПП на Закона за движение по пътищата.

REFERENCE

[1] Сопов, В. И., Н. И. Щуров, Системы электроснабжения электрического транспорта на постоянном токе, часть 2, Учебник для вузов, Университеты России, 2017 // Sopov, V. I., N. I. Shturov, Sistemay elektrosnabzhenia elektriches-kogo transporta na postoyannom, chast 2, Uchebnik dlya vuzov, Universitetay Rossii, 2017.

[2] Анев, Г. и др., Вредни действия на електричеството и защита от тях, София, Техника, 1987 // Anev, G. i dr., Vredni deystvia na elektrichestvoto i zashtita ot tyah, Sofia, Tehnika, 1987.

[3] Саранин, В. А., О взаимодействии двухэлектрически заряженных проводящих шаров, УФН, том 42, стр. 385–390 // Saranin, V. A., O vzaimodeystvii dvuhelektricheski zaryazhennaih provodyashtih sharov, UFN, tom 42, str. 385–390.

[4] Дядова, В., Статично електричество в промишлеността. София, Профиздат, 1980 // Dyadova, V., Statichno elektrichestvo v promishlenosta. Sofia, Profizdat, 1980

[5] Стройни, Я., Статично електричество – въпроси и отговори, София, Техника, 1981 // Stroyni, Ya., Statichno elektrichestvo – vaprosi i otgovori, Sofia, Tehnika, 1981.

[6] Желамский, М. В., Электромагнитное позиционирование подвижных объектов, Москва, изд. ФИЗМАТЛИТ, 2013. с. 320 // Zhelamskiy, M. V., Elektromagnitnoe pozitsionirovanie podvizhnaih obaektov, Moskva, izd. FIZMATLIT, 2013. s. 320.

[7] EN 61000-4-2:1995, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test.

[8] Gankova-Ivanova Zw., Wirtschaftliche Herausforderungen der Digitalisierung der Energetik, 30 Years FDIBA, Proceedings of the 9th FDIBA Conference, Sofia, Bulgaria, 26-27 November, 2020, S. 51-54

МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КОНСУМИРАНАТА И ГЕНЕРИРАНА РЕАКТИВНА МОЩНОСТ ОТ ЕЛЕМЕНТИ НА ЕЛЕКТРОСНАБДИТЕЛНИТЕ СИСТЕМИ НА ПРОМИШЛЕНИ ОБЕКТИ

Е. Р. Кърцелин[1], Г. Ц. Велев[2], Н. С. Минеков[3], Ц. К. Върбов[2], Р. А. Александров[1]
[1]Минно-геоложки Университет"Св. Иван Рилски", София
[2]Технически Университет – Габрово
[3]„Асарел Медет" АД, гр. Панагюрище

MATHEMATICAL MODELS FOR DETERMINING THE CONSUMED AND GENERATED REACTIVE POWER FROM ELEMENTS OF THE POWER SUPPLY SYSTEMS OF INDUSTRIAL SITES

E. R. Kartselin[1], G. Ts. Velev[2], N. S. Minekov[3], Ts. K. Varbov[2], R. A. Alexandrov[1]
[1]University of Mining and Geology "St. Ivan Rilski" - Sofia
[2]Technical University of Gabrovo
[3]Assarel-Medet JSC, Bulgaria

Abstract

Reactive load compensation is still one of the effective solutions for increasing efficiency and reducing losses in the transmission and conversion of electricity. The paper inhere proposes generalized and practically applicable models for determining the reactive power consumed or generated by the elements of the power supply systems of industrial sites (PSS of IS), of public and residential buildings.

Keywords: reactive power, mathematical models for determining the consumed and generated power of the elements of PSS of IS.

ВЪВЕДЕНИЕ

Използването на статични тиристорни компенсатори (СТК) позволява комплексно да се решават проблемите на електро-магнитната съвместимост и компенсацията на реактивната мощност.

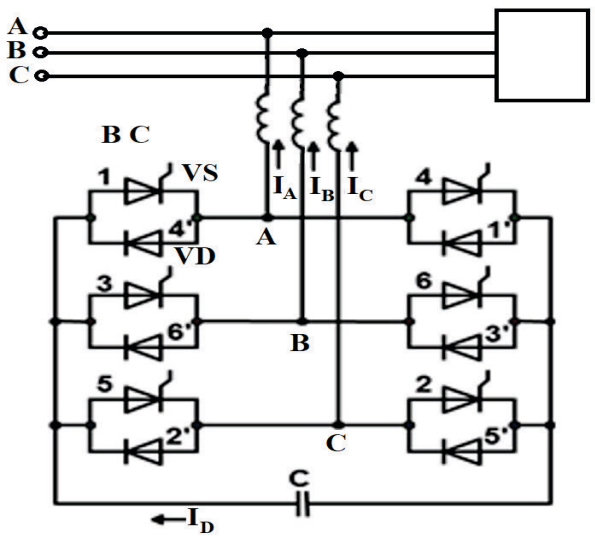
На промишлените предприятия са намерили приложение два типа СТК: с права и косвена компенсация.

СТК се използват най-широко в системите за електроснабдяване на редица производства в металургията и в дъговите пещи за променлив ток, което осигурява възможност за намаляване нивото на колебание на напрежението и коефициента на несинусоидалност и несиметрия на напрежението, а също така и за повишаване на фактора на мощност cosφ на тези електропотребители. В литературата [1 - 3] са приведени схеми и параметри на СТК с мощност до 180 MVAr. Опитът от експлоатацията на ТСК показва, че най-надеждни се явяват СТК с косвена компенсация.

Бързодействащите статични тиристорни компенсатори на реактивна мощност са перспективно решение при наличие на електропотребители с импулсен режим на работа (ЕПИ) за компенсирането на реактивна мощности повишаване на качеството на електроенергията, чиято схема е показана на фиг.1.

Принципът на действие на този тип статични компенсатори на реактивна мощност се заключава в регулирането на напрежението на филтърен дросел L_1, както по

амплитуда, така и по фаза за сметка на изменението на напрежението на изхода на тиристорния ШИМ-преубразувател [5].



фиг. 1. *Бързодействащ статичен тиристорен компенсатор на реактивна мощност*

Този тип компенсатори имат предимства пред СТК:

- Позволяват да се генерира и регулира потокът на реактивна мощност, както с капацитивен, така и с индуктивен характер;
- Имат по-високо бързодействие;
- Имат по-големи функционални възможности при управлението на изходния ток;
- Имат по-добри специфични масогабаритни показатели.

Следва да се отбележи, че те се явяват един от основните елементи при реализацията на гъвкави линии.

Към недостатъка на този тип компенсатори трябва да се посочи високата им цена.

ИЗЛОЖЕНИЕ

1. Математически модели за определяне на реактивната мощност, генерирана от източници на реактивна мощност

Ще се разгледат различни елементи от електроснабдителните системи на промишлените обекти и ще се представят систематизирано математически зависи-мости за определяне на реактивната мощност, консумирана от тях, както и изрази за пресмятане на генерираната реактивна мощност от често използвани в практиката средства за компенсация на реактивните товари.

1.1. Електропроводни линии

За определяне на генерираната реактивна мощност от електропроводни кабелни линии се използва израза

$$Q = U^2 b_o l; \quad (1)$$
$$b_o = 2\pi f C_p,$$

където:

Q – реактивна капацитивна мощност, генерирана от електропроводна линия, kVAr;

b_o- специфична реактивна проводимост на кабели, S/km;

l – дължина на електропроводната линия, km;

C_p – специфичен работен капацитет на кабела, F/km.

1.2. Кондензаторни уредби (КУ)

Генерираната /отдавана/ реактивна мощност от КУ се определя по израза

$$Q_к = U^2 \omega C_к; \quad (2)$$
$$Q_{КУ} = P_{ср}(tg\varphi_1 - tg\varphi_2),$$

където:

$Q_к$ – реактивна мощност, генерираната от КУ, kVAr;

$C_к$ – капацитет на кондензатора, F;

$Q_{КУ}$ – необходима реактивна мощност на КУ, kVAr;

$P_{ср}$- средногодишен активен товар, kW;

$tg\varphi_1$- тангес на ъгъл φ, който съществува до компенсирането на реактивната мощност;

$tg\varphi_2$- тангес на ъгъл φ, който се изисква след използването на компенсиране на реактивна мощност;

ω – ъглова честота, rad/s.

1.3. Синхронни двигатели

Максималната компенсираща способност на синхронни двигатели (СД) в експлоатация се определя по израза

$$q_{max} = \frac{Q}{S}100 = \left[sin\varphi + (1 - \beta).\left(\frac{sin\varphi}{48sin\varphi - 32} + 0{,}4\right)\right]100 \quad (3)$$

$$Q_{max} = \frac{\alpha_{max} P_{ном}\, tg\varphi_{ном}}{\eta_{ном}}. \quad (4)$$

където:

q_{max}– максимална компенсираща способност на СД, %;

β – коефициент на натоварване на СД по активна мощност;

Q_{max}- максимална реактивна мощност, която е възможно да генерира СД, kVAr;

α_{max} – максимално допустимо претоварване на СД по реактивна мощност;

$P_{\text{ном}}, tg\varphi_{\text{ном}}, \eta_{\text{ном}}$- съответно номинална мощност, тангес от $\varphi_{\text{ном}}$ и кпд на СД.

1.4. Синхронни компенсатори

Отдаваната (генерираната) реактивна мощност от синхронни компенсатори се определя по израза:

$$Q_{\text{СК}} = \frac{\text{E}_q^2}{X_{d\Sigma}}\frac{X_c}{X_{d\Sigma}} + \frac{E_q U}{X_{d\Sigma}}\left(1 - \frac{2X_c}{X_{d\Sigma}}\right) - \frac{U^2}{X_{d\Sigma}}\left(1 - \frac{X_c}{X_{d\Sigma}}\right), \quad (5)$$

където:

$Q_{\text{СК}}$ - реактивна мощност, отдавана от синхронни компенсатори (СК);

$\text{E}_q -$ изчисл. стойност на е.д.с. на СК;

X_c- съпротивление на ел. мрежа, Ω;

$X_{d\Sigma}$- заместващо съпротивление на СК (изчислителна стойност) Ω.

2. Математически модели за определяне на реактивната мощност, консумирана от асинхронни електродвигатели чрез използване на каталожните им данни

Реактивната мощност, консумирана от асинхронни двигатели се определят по формулите с използване на каталожните (паспортните) им данни, показани в Таблица 1.

В Таблица 1 са приети следните означения:

$I_{прх}$- ток на празен ход на АД, А;

$I_{ном}$- номинален ток на АД, А;

$P_{ном}$- номинална мощност на вала на ПД, кW;

$\beta -$ коефициент на натоварване на АД;

$Q_{ном} -$ номинална реактивна мощност на АД, kVAr;

$cos\varphi_{ном}, \eta_{ном}$- съответно номинален фактор на мощност $(cos\varphi)$ и номинален коефициент на полезно действие;

K_{max} - коефициент на максимума по активна мощност;

$P_{см}$, $Q_{см}$ -средна стойност на активната и реактивна мощност, консумирана от група електропотребители през най-натоварената смяна, kVAr;

K'_{max} – коефициент на максимума по реактивна мощност.

Таблица 1

№	Определяна величина	Формула
1	Реактивна мощност на намагнитване на асинхронен двигател	$Q_\mu = \frac{I_x P_{\text{ном}}}{I_{\text{ном}}\eta_{\text{ном}} COS\varphi_{\text{ном}}}$
2	Реактивна мощност на полето на разсейване	$Q_r = \frac{\beta^2 P_{\text{ном}}}{(P\eta_{\text{ном}})\left(tg\varphi_{\text{ном}} - \frac{I_x}{I_{\text{ном}} COS\varphi_{\text{ном}}}\right)}$
3	Реактивна мощност при работа на празен ход на асинхронен двигател	$Q_x = \frac{Q_{\text{ном}}(2{,}22 - 2{,}12\ cos\varphi_{\text{ном}})}{tg\varphi_{\text{ном}}}$
4	Консумирана реактивна мощност от група асинхронни двигатели	$\sum Q = K_{max} Q_{\text{см}} = K_{max} P_{\text{см}}\ tg\varphi;$ $\sum Q = K'_{max} Q_{\text{см}}$

3. Практически случай за подобряване на фактора на мощност на трифазен асинхронен двигател

Разгледан е следният практически случей:

На табелката на трифазен асинхронен електродвигател са посочени следните данни:

$\boldsymbol{P = 40\ kW}$ - мощност на двигателя;

$\boldsymbol{U_{\text{Н}} = 400\ V}$ - номинално захранващо линейно напрежение;

$\boldsymbol{I_{\text{Н}} = 105\ A}$ - номинален статорен ток;

$\boldsymbol{\eta = 0{,}85}$ - к.п.д. на двигателя;

$\boldsymbol{f = 50\ Hz}$ - честота на захранващото напрежение.

На табелката е посочено, че намотките на статора на двигателя са свързани в триъгълник.

От табелката на двигателя не може да се получи информация за стойността на фактора на мощност $\boldsymbol{\cos\varphi}$.

Да се решат следните задачи:

1. Да се определи стойността на фактора на мощност на двигателя $\boldsymbol{\cos\varphi}$
2. Да се определи с каква стойност ще се намали статорния ток на двигателя, ако фактора на мощност са увеличи да стойност $\boldsymbol{\cos\varphi = 1}$ с помощта на кондензатори.

3. Да се определи капацитета на кондензаторите, за да се повиши фактора на мощност на двигателя до стойност $\boldsymbol{\cos\varphi = 1}$.
4. Да се определи каква реактивна мощност ще се компенсира с включването на кондензаторите при $\boldsymbol{\cos\varphi = 1}$.

Решение:

1. Определяне на консумираната от двигателя мощност:

$$\boldsymbol{P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{40}{0.85} = 47\ kW}$$

$\boldsymbol{P_2}$ – мощност, която се развива от двигателя и се посочва на табелката ($\boldsymbol{P_2 = 40kW}$)

2. Определяне фактора на мощност на двигателя с:

$\boldsymbol{P_1 = \sqrt{3}.U_{\text{Н}}.I_1.\cos\varphi}$;

$$\boldsymbol{\cos\varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{3}.U_{\text{Н}}.I_1} = 0,65}$$

4. Определяне статорния ток на двигателя при фактор на мощност, $\boldsymbol{\cos\varphi = 1}$:

$\boldsymbol{P_1 = \sqrt{3}.U_{\text{Н}}.I_1.\cos\varphi_2}$

$\boldsymbol{\cos\varphi_2 = 1 \rightarrow P_1 = \sqrt{3}.U_{\text{Н}}.I}$

$\boldsymbol{I = \frac{P_1}{\sqrt{3}.U_{\text{Н}}} = \frac{47\,000}{\sqrt{3}.400} = 67.8\ A}$.

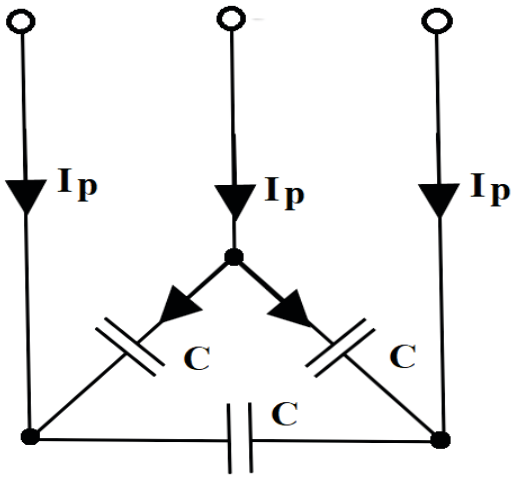
Получената стойност на тока е активния ток при $\boldsymbol{\cos\varphi = 0,65}$, тъй като $\boldsymbol{I_a = I_1.\cos\varphi_1 = 105.0,65 = 67,8\ A}$

Намагнитващият (реактивният) ток, който протича в захранващите (линейни) проводници до подобряването на фактора на мощност ще бъде $\boldsymbol{I_P = I_1.\sin\varphi_1 = 105.0,76 = 80,1\ A}$.

4. Избор на кондензатори за кондензаторната група

Кондензаторите от фиг. 2 се свързват в триъгълник, като до подобряването на фактора на мощност в линейните проводници протича реактивен ток $\boldsymbol{I_P = 79,8\ A}$. Фазният ток, който ще протече през кондензаторите ще бъде с $\sqrt{3}$ по-малък, т.е. $\boldsymbol{I_c = \frac{I_P}{\sqrt{3}} = \frac{80,1}{\sqrt{3}} = 46,3A}$.

Напрежението на всеки кондензатор е равно на линейното напрежение на мрежата 400 V.



Фиг. 2 *Схема на свързване на кондензаторните батерии*

Капацитивното съпротивление на кондензатора ще бъде:

$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{U}{I_c}$.

От горната формула се определя капацитета на кондензатора:

$$C = \frac{I_c}{U\omega} = \frac{46}{400.314} = 368.10^{-6}F = 368\ \mu F.$$

Към трифазния двигател трябва да бъде свързан кондензаторен блок с общ капацитет: $C = 3.368 = 1\,104\ \mu F$ в резултат, на което факторът на мощност ще се повиши до $\cos\varphi_2 = 1$, а токът в мрежата ще се намали от $105\ A$ до $67,8\ A$.

Определяне на общата реактивна мощност, която се осигурява от кондензаторите:

$Q = 3.U.I_c = 3.400.46,3 = 55\,560\ VAr =$
$= 55,6\ kVAr$.

В този случай двигателят ще консумира от мрежата само активна мощност $P_1 = 47\ kW$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Компенсирането на реактивните товари в елементите на електроснабдител-ните системи на промишлените обекти е актуална задача за изследване и решаване в областта на съвременната енергетика и с голям икономически ефект.

2. Предложени са обобщени матема-тически модели за определяне на консу-мираната и генерираната реактивна мощност от различни елементи на електроснабдителните системи.

3. Предложени са математически изрази за определяне на реактивната мощност, консумирана от асинхронни двигатели чрез използване на паспортните им данни.

REFERENCE

[1] Минеков, Н., Загуби на мощност и енергия в елементите на електроснабдителните системи на промишлените обекти, ИК „Св, Иван Рилски, 2020 // Minekov, N., Zagubi na moshtnost i energia v elementite na elektro-snabditelnite sistemi na promishlenite obekti, IK „Sv, Ivan Rilski, 2020.

[2] Жежеленко, И. В., А. К. Шидловскии, Г. Г. Пивняк, Ю. Л. Саенко, И. А. Нойбергер, Электромагнитная совместимост потребителей. М. Машиностроение, 2012 // Zhezhelenko, I. V., A. K. Shidlovskii, G. G. Pivnyak, Yu. L. Saenko, I. A. Noyberger, Elektromagnitnaya sovmestimost potrebiteley. M. Mashinostroenie, 2012.

[3] Железко, Ю. С., А. В. Артемович, В. Савченко Расчет, анализ и нормирование потерь электроэнергии в электрических сетях. М. ИЦ „ЭНАС", 2003 // Zhelezko, Yu. S., A. V. Artemovich, V. Savchenko Raschet, analiz i normirovanie potery elektroэnergii v elektricheskih setyah. M. ITs „ENAS", 2003.

[4] Красик, В. В., Управление электрохозяством предприятии. М., изд. НЦ „ЭНАС", 2005 // Krasik, V. V., Upravlenie elektrohozyastvom predpriyatii. M., izd. NTs „ENAS", 2005.

[5] Мелузин, Г., Примеры и задачи по электротехнике (перевод со словацкого), М., Энергия, 1979 // Meluzin, G., Primeray i zadachi po elektrotehnike (perevod so slovatskogo), M., Energia, 1979.

[6] Наредба № 3 за устройството на електрическите уредби и електро-проводните линии. Обн. в ДВ бр.90 и 91, 2004 // Naredba № 3 za ustroystvoto na elektricheskite uredbi i elektro-provodnite linii. Obn. v DV br.90 i 91, 2004.

[7] Krasimir Ivanov, Ivaylo Stoyanov, Krasimir Alexandrov, Tzvetan Naumov: A Study of Some Parameters of the Quality of Electric Energy Distributed in Close Proximity to Small Hydropower Plants, Scientific Forum on Innovative Trends in Engineering and Science - SFITES 2015, 05. 2015.

[8] Иванов, Кр. М., И. Йотов, Изследване на мрежи 20 kV с разпределена генерация, Международна конференция UNITECH 2015, Габрово, 20 - 23.11.2015, Том 1, стр. 144-159 // Ivanov, Kr. M., I. Yotov, Izsledvane na mrezhi 20 kV s razpredelena generatsia, Mezhdunarodna konferentsia UNITECH 2015, Gabrovo, 20 - 23.11.2015, Tom 1, str. 144-159.

[9] Иванов, Кр. М., Н. Михайлов, Ц. Наумов, Влияние на зарядните станции за автомобили върху някои параметри на електрическата енергия, XXVII Международна конференция по електроника - ЕТ2018, 13-15 септември, 2018, Созопол, България // Ivanov, Kr. M., N. Mihaylov, Ts. Naumov, Vliyanie na zaryadnite stantsii za avtomobili varhu nyakoi parametri na elektricheskata energia, XXVII Mezhdunarodna konferentsia po elektronika - ET2018, 13-15 septemvri, 2018, Sozopol, Bulgaria.

[10] Иванов, Кр. М., П. Петров, Моделиране на трифазен трансформатор с помощта на програмата PSpice, "Известия" на ТУ-Габрово, том XXV, 2001, с. 25 – 32, ISSN 1310 – 6686 // Ivanov, Kr. M., P. Petrov, Modelirane na trifazen transformator s pomoshtta na programata PSpice, "Izvestia" na TU-Gabrovo, tom XXV, 2001, s. 25 – 32, ISSN 1310 - 6686

[11] Hristova, T. V., A. B. Yanev, N. V. Savov, Determination of the Influence of Jaw Movement Frequency of Jaw Crusher on Energy Consumption, Annals of the University of Petroşani, Electrical Engineering, 20 (2018), p. 29-36 EBSCO

[12] Ivanov K. M., Iv. M. Stojanov, Measurements of Electromagnetic Compatibility in Distributed Power Generation, Annals of the „Constantin Brancusi" University of Targu Jiu, Engineering Series, Vol.4, 2014, Romania

[13] Gankova-Ivanova, Zw., Wirtschaftliche Herausforderungen der Digitalisierung der Energetik, 30 Years FDIBA, Proceedings of the 9th FDIBA Conference, Sofia, Bulgaria, 26-27 November, 2020, S. 51-54

НАПРАВЛЕНИЕ 2

ЕЛЕКТРОНИКА И СЕНЗОРНА ТЕХНИКА

SESSION 2

ELECTRONICS AND SENSORS TECHNICS

GENERALIZATION OF A NEW THEORY OF FIR DIGITAL FILTERS INTENDED FOR IMPULSE SIGNALS

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

A new kind of FIR (Finite Impulse Response) digital filter is recently described, which is intended for the filtering of impulse periods. This filter is by nature a Frequency Locked Loop (FLL), which is based on the measurement and processing of the input periods only. In this article, the general equations for transfer functions of FLL of any order are derived, as well as the general Z transformations of the FLL outputs. These general equations enable fast and simple adapting FLL of any order to function as digital filter, using Mat-lab tools, dedicated for the design of the classical FIR digital filter. The application of these equations is demonstrated on the development of digital filter based on FLL of the fifth order. The filtering ability of the fifth-order FLL is demonstrated for one practical example.

Keywords: Digital circuits, Digital filters, PLL, FLL, Pulse circuits.

INTRODUCTION

It was shown in ref. [1] that, Mat-lab tools intended for classical FIR digital filters, can be used for frequency analysis of the Frequency Locked Loops (FLL), which are based on the measurement and processing of the input signal periods only (called period FLL). Using the theory and tools of classical FIR digital filters, it was demonstrated in ref. [2], how a new type of FIR digital filters can be designed from period FLL (called FLL digital filters). These new FLL digital filters (type FIR) are intended for the filtering of the pulse signal periods.

Ref. [2] points out the differences and similarities between amplitude processing in classical digital filters and period processing in FLLs. For the further development of FLL digital filters, it is of interest to define its difference equation of M-th order and to compare it with the same difference equation of the classical FIR digital filter. Since there is an inevitable overlap between the input and input periods of the same order, when processing periods, a time difference between the input and output periods τ was introduced in refs. [1] to [10], as a variable that shows how much this overlap is in the positive or negative direction. Time difference τ can always be easily translated into a phase difference between the input and output periods. In addition, as shown in ref. [1], the time difference τ also contains information carried by the input period. Time difference τ has a different transfer function and different filter characteristics compared to the output period, and provides an additional range of FLL applications. Therefore, in the generalization of the theory of FLL digital filters, the time difference τ should also be included as the second output variable, together with the output period.

In the papers [3] to [12], the period FLLs and period Phase Locked Loops (PLLs) 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. Besides refs. [1] and [2], they are also closely related to this paper. The rest of articles and books [13] to [18] in the references, are used as the theoretical base.

FLL DIGITAL FILTER OF M-th ORDER

A general case of an input signal Sin and an output signal Sop of period FLL is presented

in Fig. 1. In comparison to the classical PLL and FLL, the input and output frequencies are changed by the input and output periods in Fig. 1, and the phase differences are changed by the time differences. The periods TI_k and TO_k, as well as the time difference, occur at discrete times t_k, t_{k+1}, t_{k+2},…t_{k+M}, t_{k+M+1}, which are defined by the falling edges of the pulses of Sop in Fig. 1. The first important difference

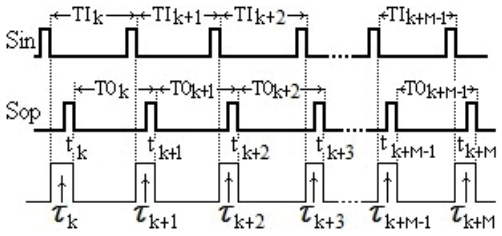


Fig. 1. *The time relations between the input and output variables of period FLL of M-th order.*

between the processing described by the classical digital filters and the processing of the period FLLs is the fact that instead of the amplitudes, the period FLL uses the input periods in the processing. Secondly, unlike the amplitudes which are sampled with the constant time intervals, the input and output periods TI_k and TO_k as well as time differences τ_k, are distributed in time in Fig. 1, so that every input period overlaps with the output period of the same order. Due to this distribution and overlapping in time, it is not possible to calculate, for instance, the output period TO_{k+1} as a function of TI_{k+1}, because the calculation of TO_{k+1} must be finished up to discrete time t_{k+1}, i.e. before the input period TI_{k+1} is expired, see Fig. 1. At discrete time t_{k+1} the realization of TO_{k+1} should start. In other word, in the real time applications, 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 the period FLL of the M-th order, corresponding to Fig.1, is presented in eq. (1). Note that because of simplicity, all discrete times in brackets are changed with the corresponding index marks in eq. (1). For instance, TO(k+M) is changed with TO_{k+M}, TI(k+M-1) is changed with TI_{k+M-1} and so on. Equation (1a) is the shorted form of eq. (1). It comes out from eq. (1), that there are "M" system parameters of FLL of M-th order. These are b_1, b_2... b_M. If we want to complete the calculation of TO(k) with all system parameters, it is necessary "M" input periods. Another equation describing the natural relation between the input and output variables, which comes out from Fig. 1, is shown in eq. (2).

$$TO_{k+M} = b_1 TI_{k+M-1} + b_2 TI_{k+M-2} + \cdots + b_M TI_k \qquad (1)$$

$$TO_{k+M} = \sum_{i=1}^{M} b_i \cdot TI_{k+M-i} \qquad (1a)$$

$$\tau_{k+1} = \tau_k + TO_k - TI_k \qquad (2)$$

It is very useful to compare eq. (1a) with the difference equation of classical FIR digital filters of the M-th order, which is shown in eq. (3), where the output of a digital filter y(k) is the sum of products of (M+1) filter coefficients b_0, b_1, b_2,... b_M and the corresponding samples of the input signal x(k-i). Note that the variable "k", represents the discrete time t_k when an amplitude of the input signal is sampled, measured and taken in calculation. According to eq. (3), there are (M+1) calculations of the outputs and (M+1) filter coefficients. Note that, to the case i=0 corresponds the coefficient b_0 in eq. (3), so that the calculation of y(k) can be performed using an input of the same order x(k). However, the parameter b_0 does not exist in eq. (1a).

$$y(k) = \sum_{i=0}^{M} b_i \cdot x(k-i) \qquad (3)$$

In order to find out the transfer functions of the period FLL it is necessary to determine the Z transforms of TO_{k+M} and τ_{k+1}, given by eqs. (1) and (2). The Z transform of eqs. (1) and (2) can be derived in two ways. The first way is to develop it directly from eqs. (1) and (2). The Z transformations of a M-th order FLL can also be performed from the multiple Z transformations of lower-order FLLs. We will apply the second approach, as the first approach would take up a lot of space. For FLL of the second order, ref. [1], TO(z) and $\tau(z)$ are shown in eqs. (4) and (5). Following the example of the second-order FLL, described in ref [1], the difference equations

for third-order FLL are: $TO_{k+3}=b_1TI_{k+2}+b_2TI_{k+1}+b_3TI_k$ and $\tau_{k+1}=\tau_k+TO_k-TI_k$. Using the same procedure, like in Ref. [1], TO(z) and $\tau(z)$ for FLL of the third order are developed and shown in eqs. [6] and [7]. Based on eqs. (4), (5), (6) and (7), we can derive the Z transforms of the M-th order FLL, given in eqs. (8) and (9). The shorted form of eqs. (8) and (9) are presented in eqs. (10) and (11), where $H_{TO}(z)=TO(z)/TI(z)$ and $H_\tau(z)=\tau(z)/TI(z)$ are the transfer function of the M-th order FLL. The transfer functions are presented in eqs. (12) and (13). TO_0 and τ_0 in eqs. (4) to (11) are the initial conditions of the corresponding output periods and time differences. $R(z)=(TO_0 + z\tau_0)/(z-1)$ in eqs. (5), (7) and (9).

$$TO(z) = TI(z)\cdot(zb_1 + b_2)/z^2 + TO_0 \quad (4)$$

$$\tau(z) = TI(z)\cdot[-z + (b_1 - 1)]/z^2 + R(z) \quad (5)$$

$$TO(z) = TI(z)\cdot(z^2b_1 + zb_2 + b_3)/z^3 + TO_0 \quad (6)$$

$$\tau(z) = TI(z)\cdot[-z^2 + z(b_1 - 1) + (b_2 + b_1 - 1)]/z^3 + R(z) \quad (7)$$

$$TO_M(z) = TI(z)\cdot(z^{M-1}b_1 + z^{M-2}b_2 + \ldots + zb_{M-1} + b_M)/z^M + TO_0 \quad (8)$$

$$\tau_M(z) = TI(z)\cdot[-z^{M-1} + z^{M-2}(b_1 - 1) + z^{M-3}(b_2 + b_1 - 1) + \ldots + z(b_{M-2} + \ldots + b_1 - 1) + (b_{M-1} + \ldots + b_1 - 1)]/z^M + R(z) \quad (9)$$

$$TO_M(z) = TI(z)\cdot H_{TO_M}(z) + TO_0 \quad (10)$$

$$\tau_M(z) = TI(z)\cdot H_{\tau_M}(z) + (TO_0 + z\cdot\tau_0)/(z-1) \quad (11)$$

$$H_{TO_M}(z) = TO_M(z)/TI(z) = \sum_{i=1}^{M} b_i\cdot z^{M-i}/z^M \quad (12)$$

$$H_{\tau_M}(z) = \{-z^{M-1} + \sum_{i=1}^{M-1} z^{M-1-i}\cdot[(\sum_{j=1}^{i} b_j) - 1]\}/z^M \quad (13)$$

Although eq. (13) looks complicated, it is together with eq. (12) very useful, because using them, we can easily derive Z transforms of the transfer functions of any order FLL, escaping long mathematical operations. According to refs. [1] and [2], in order to adapt a FLL to function as a digital filter, it is necessary to determine the transfer function of FLL. Using eqs. [12] and [13], let us determine the transfer functions for M=5, i.e. for the FIR FLL of the fifth order (FIR FLL_5), which is also described in ref. [2]. If we enter M=5 in eqs. (12) and (13), we will get the transform functions $H_{TO5}(z)$ and $H_{\tau5}(z)$ for FIR FLL_5, shown in eqs. (14) and (15). Using eqs. (10) and (11), the Z transform of the FIR FLL_5 outputs are determined and shown in eqs. (16) and (17). Comparing eqs. (14) and (15) with the corresponding $H_{TO5}(z)$ and $H_{\tau5}(z)$ in Ref. [2], we can see that they are identical. Comparing eqs. (16) and (17) with the corresponding TO(z) and $\tau(z)$ in Ref. [2], we can also see that they are identical, proving so the correctness of all previously presented maths in this article.

It follows from the previous conclusions that, using equations [10] and [11], we can determine the Z transformations TO(z) and $\tau(z)$ for a FLL of any order. Also, based on equations [12] and [13], we can determine the transfer functions $H_{TO}(z)$ and $H_\tau(z)$ for a FLL of any order. After determining these transfer functions, using the rules of Mat-lab, we can determine the corresponding vectors "b" and "a" used in Mat-lab for the FIR digital filters. In ref. [1], it is shown that based on these vectors “b” and “a”, detailed analyzes of a FLL in the frequency domain can be performed, using Mat-lab tools intended for the design and analysis of the FIR digital filters. This whole procedure of the design and analyses is also described in detail in ref. [2] for the fifth-order FLL.

$$H_{TO5}(z) = (z^4b_1 + z^3b_2 + z^2b_3 + zb_4 + b_5)/z^5 \quad (14)$$

$$H_{\tau5}(z) = [-z^4 + z^3(b_1 - 1) + z^2(b_2 + b_1 - 1) + z(b_3 + b_2 + b_1 - 1) + (b_4 + b_3 + b_2 + b_1 - 1)]/z^5 \quad (15)$$

$$TO_5(z) = TI(z)\cdot H_{TO5}(z) + TO_0 \quad (16)$$

$$\tau_5(z) = TI(z)\cdot H_{\tau5}(z) + (TO_0 + z\cdot\tau_0)/(z-1) \quad (17)$$

In the adapting a FLL to function as FIR digital filter in ref. [2], the system parameters of a FIR FLL_5 are changed by the coefficients od the classical FIR digital filter of the fourth order. It is not necessary to repeat the description of this procedure in this article. Instead of that, let us only demonstrate some filter characteristics of the low pass digital filter (type triangle) based on the fifth-order FLL. Let us suppose that the filter is defined by the cutoff frequency fg=2000 Hz and sampling frequency fs=14000 Hz. The input period TI_{k+1} is supposed to be $TI(k+1)= 10+S_1(k)+S_2(k)$ [time units], where $S_1(k)= 6\cdot\sin[2\pi/fs\cdot f_1\cdot k]$ and $S_2(k)=6\cdot\sin[2\pi/f_s\cdot f_2\cdot k]$. The values of frequencies f_1 and f_2 are f_1=1500 Hz and f_2=4500 Hz. The time unit [t.u.] can be, μsec, msec or any other, but assuming the same time units for all time variables. It was more suitable to use abbreviated [t.u.] in the text and to omit [t.u.] in a diagram. Following the same procedure of analyses, which is applied in ref. [2], the frequency spectrums of the input and output periods are determined and presented in Fig. 2 in the whole sample rate. It is visible in Fig. 2 that signal S_1 at 1500 Hz, is only slightly attenuated, since f_1 is less than cutoff frequency f_g=2000 Hz. At the same time signal S_2 at 4500 Hz is suppressed, because f_2=4500 Hz is greater than cutoff frequency f_g=2000 Hz. In other word, it belongs to the stop band of the low pass digital filter based on FLL_5. It can be also seen in Fig. 2, that the zero component at frequency close to zero is not attenuated, just like in ref. [2].

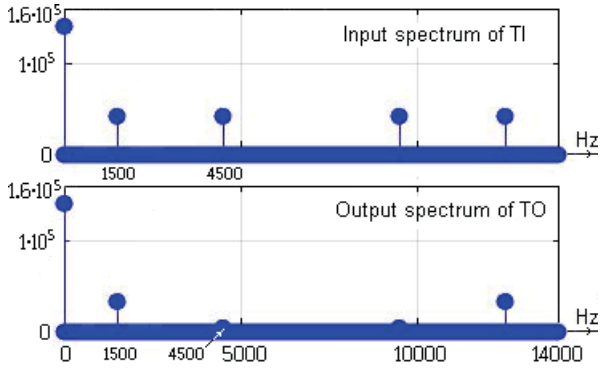


Fig. 2. *The input spectrum of TI and the output spectrum of TO.*

CONCLUSION

This article represents important contribution to the theory and application of new FIR FLL digital filters, which are intended for filtering of impulse signal period. Namely, in the procedure of filter development it was necessary, as the first step, to determine the transfer functions of the filter outputs (output period and time differences). This step precedes the application of the Mat-lab tools in which the zeros of a classical digital filter are assigned as zeros of the FLL in order for the FLL to function as a digital filter, refs. (1) and (2). However, the process of performing transfer functions can be very long and complex mathematical procedure. It takes long time, with very small probability to escape mistake. For a FLL of very high order, which is expected to be used in filtering, to perform this task without mistakes, becomes almost impossible.

Besides the transfer functions, since FLL functions in real time conditions, the development of Z transformations of the output variables (output period and time differences) of a FLL is necessary for the different kind of analyzes.

The derived equations enable fast, simple and secured derivations of the transfer functions and Z transformations of the outputs of a FLL of any order. At the same time, this step simplifies the design of any order FLL digital filter and almost reduces it to designing a classic digital filter. In this article, the application of these equations is demonstrated on the development of the FIR FLL digital filter of the fifth order.

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, M. Bojović, Ž. Gavrić, V. Mišković, "New kind of digital filter based on the Frequency Locked Loop", International Sc. Conf. UNITECH 2020, Gabrovo Bulgaria, proceedings, Vol. I, pp. 167-172, 2020.

[3]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.

[4] 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.

[5] 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.

[6]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.

[7] Dj. M. Perišić, M. Bojović, "Multipurpose Time Recursive PLL ", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., Vol.**61**, 3, pp. 283–288, 2016.

[8] 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.

[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, 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.

[11] 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.

[12] 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.

[13] G. Bianchi, "Phase-Locked Loop Synthesizer Simulation", *Nc-Hill, Inc.*, New York, USA (2005).

[14] M, Gardner, "Phase lock techniques", *Hoboken*, Wiley-Interscience, (2005).

[15] B. D. Talbot, "Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops", *Wiley-IEEE Press*, pp. 224 (2012).

[16] R. Vich, "Z Transform Theory and Application (Mathematics and Applications)", *Ed. Springer*, (1987-first edition).

[17] A. K. Maini, *Digital Electronics, principles, devices and applications*, John Wley and Sons, Ltd, 2007.

[18] S. Winder, *Analog and Digital Filter Design (second edition)*, Copyright©2002 Elsevier Inc., (2002).

INFINITE IMPULSE RESPONSE DIGITAL FILTER FOR PULSE SIGNAL PERIODS

Perišić Đurđe[1], Miroslav Bojović[2]
[1] *Faculty of Information Technology, Slobomir P University, Slobomir, BiH*
[2] *School of Electrical Engineering, University of Belgrade, Beograd, Serbia*

Abstract

This article describes a new kind of IIR (Infinite Impulse Response) digital filter, which is intended for the filtering of impulse periods. This filter is by nature a Frequency Locked Loop (FLL), which is based on the measurement and processing of the input and output periods. The paper shows how a digital filter can be designed from one FLL using the theory of classical IIR digital filters. All mathematical analyzes were performed using Z transformation and the theory of linear discrete systems. To illustrate this approach a Butterworth IIR digital filter is designed, which is based on a third-order FLL. The filtering ability of the third-order FLL is demonstrated for one practical example.

Keywords: Digital circuits, Digital filters, PLL, FLL, Pulse circuits, Linear discrete system.

INTRODUCTION

The field of the special type of Frequency Locked Loop (FLL), recently described in the literature, which is based on the measurement and processing of the pulse signal periods, has acquired its new, very important role in theory and practice. Namely, for a special choice of FLL parameters, this system becomes a digital filter like a classic digital filter, but such a system filters the pulse signal periods. It was shown in ref. [1] that, Mat-lab tools intended for the classical Finite Impulse Response (FIR) digital filters, can be used for the frequency analysis of FLL, which are based on the measurement and processing of the input signal periods only. Using the theory and tools of the classical FIR digital filters, it was demonstrated in ref. [2], how a new type of FIR digital filters can be designed from a period FLL. In refs. [1] and [2], the described FLLs process only the input signal periods. In accordance with the already known term from the theory of FIR digital filters, in which the filter processes only the samples of the input signal, we called the described filters FIR FLL digital filters.

This paper describes a methodology for designing a FLL digital filter that processes both, the input and output signal periods. In accordance with the adopted terminology from the theory of the Infinite Impulse Response (IIR) digital filters, let's call these systems the IIR FLL digital filters.

The refs. [3] to [11] describe the period FLLs and period Phase Locked Loops (PLLs), whose construction and functioning are the same as the FIR FLL and IIR FLL digital filters. However, for the different choice of parameters, they 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. The rest of articles and books [12] to [17] in the references, are used as the theoretical base.

DESIGN OF IIR FLL DIGITAL FILTER

For simplicity, the IIR FLL digital filter design will be demonstrated on the third-order FLL. The same principles that apply to the third-order FLL can be used on any higher-order FLL in order to design an IIR FLL digital filter. A general case of an input signal Sin and an output signal Sop of the third-order FLL is presented in Fig. 1. 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}…., which are defined by the falling edges of the pulses of

Sop in Fig. 1. The input and output periods TI_k and TO_k as well as the time differences τ_k, are distributed in time in Fig. 1, so that every input period overlaps with the output period of the same order. Due to this distribution and overlapping in time, it is not possible to calculate, for instance, the output period TO_{k+3} as a function of TI_{k+3}, because the calculation of TO_{k+3} must be finished up to discrete time t_{k+3}, i.e. before the input period TI_{k+3} is expired, see Fig. 1. At discrete time t_{k+3} the realization of TO_{k+3} should start. In other word, in the real time applications, 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 the third-order FLL, corresponding to Fig.1, is presented in eq. (1), where b_1, b_2, b_3, a_1, a_2 and a_3 are the system parameters. Following the same idea, presented in ref. [2], that the FLL parameters should be changed by the coefficients of a classical digital filter, let us first compare eq. (1) with the difference equation of the second order FIR digital filter, which is presented in eq. (2). Note that y(k) is

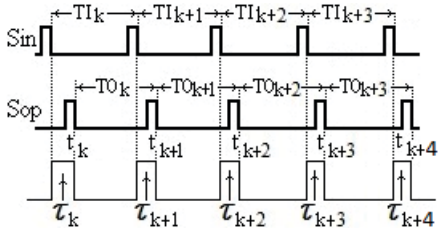


Fig. 1. *The time relations between the input and output periods and the time differences of the third-order FLL.*

$$TO_{k+3} = b_1 TI_{k+2} + b_2 TI_{k+1} + b_3 TI_k + a_1 TO_{k+2} + a_2 TO_{k+1} + a_3 TO_k \quad (1)$$

$$a_{0d} y_{k+2} + a_{1d} y_{k+1} + a_{2d} y_k = b_{0d} x_{k+2} + b_{1d} x_{k+1} + b_{2d} x_k \quad (2)$$

the calculated output and x(k) is the sampled input in digital form. All coefficients in eq. (2) have suffix "d", to signify that they belong to the digital filter. Coefficient a_{0d} is always equal to one in a FIR digital filter. Note that in eq. (1), parameter a_0, which should be attached to TO_{k+3}, is also equal to one. Equation (2) corresponds to the form recognized by Mat-lab, while eq. (1) corresponds to a form which is suitable for the mathematical analysis of a real-time FLL. Including a_{0d} and a_0, we notice that eq. (1) contains 3 parameters "b" and 4 parameters "a", while equation (3) contains 3 coefficients b_d and 3 coefficients "a_d". In order to equalize the number of parameters with the number of coefficients, we must omit parameter a_3 in eq. (1). Equation (1) changes to modified form, given by eq. (3). Another equation describing the natural relation between the input and output periods and time differences τ_k, which comes out from Fig. 1, is shown in eq. (4). In order to compare eqs. (2) and (3), let us write eq. (2) in the form, similar to eq. (3), shown in eq. (5).

$$TO_{k+3} = b_1 TI_{k+2} + b_2 TI_{k+1} + b_3 TI_k + a_1 TO_{k+2} + a_2 TO_{k+1} \quad (3)$$

$$\tau_{k+1} = \tau_k + TO_k - TI_k \quad (4)$$

$$y_{k+2} = b_{0d} x_{k+2} + b_{1d} x_{k+1} + b_{2d} x_k - a_{1d} y_{k+1} - a_{2d} y_k \quad (5)$$

To design an IIR FLL digital filter of the third order (IIR FLL_3) using the Mat-lab tools, we need to find the Z transforms of the transfer functions of the described FLL using equations (3) and (4). The Z transforms of eqs. (3) and (4) are presented in eqs. (6) and (7). In eqs. (6) and (7), TO_0, TI_0 and τ_0 are the initial conditions of the variables TO_k, TI_k and τ_k. Based on eq. (3), for k=-2, $TO_1=b_1TI_0+ a_1TO_0$ and for k=-1, $TO_2=b_1TI_1+b_2TI_0+a_1TO_1+a_2TO_0$. Using the given expressions and eq. (6), TO(z) is calculated and shown in eq. (8), where $R(z)=z^3TO_0/(z^3- z^2a_1- za_2)$. It is now of interest to investigate under which conditions this IIR FLL_3 is the stable system. 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. (8) and using the final value theorem, it is possible to find the final value of the output period TO_∞, which IIR FLL_3 reaches in the stable state. We can calculate TO_∞ = lim TO(k) if $k\to\infty$, using TO(z). This is shown in eq. (9). It comes out from eq. (9), that TO_∞=TI if eq. (10) is satisfied. Changing TO(z) given by eq. (8) into eq. (7), τ(z) is calculated and shown in eq.

(11), where $S_{ab}= b_2 + b_1 + a_2 + a_1-1$. Based on eqs. (8) and (11), we can define two transfer functions $H_{TO}(z)$ and $H\tau(z)= \tau(z)/TI(z)$, shown in eqs. (12) an (13).

$$z^3TO(z) - z^3TO_0 - z^2TO_1 - zTO_2 = b_1[z^2TI(z) - z^2TI_0 - zTI_1] + b_2[zTI(z) - zTI_0] + b_3TI(z) + a_1[z^2TO(z) - z^2TO_0 - zTO_1] + a_2[zTO(z) - zTO_0] \quad (6)$$

$$z\tau(z) - z\tau_0 = \tau(z) + TO(z) - TI(z) \quad (7)$$

$$TO(z) = TI(z)\frac{z^2b_1 + zb_2 + b_3}{z^3 - z^2a_1 - za_2} + R(z) \quad (8)$$

$$TO_\infty = \lim[(z-1)TO(z)]_{z\to 1} = TI\,\frac{b_1+b_2+b_3}{1-a_1-a_2} \quad (9)$$

$$b_1 + b_2 + b_3 + a_1 + a_2 = 1 \quad (10)$$

$$\tau(z) = TI(z)\frac{-z^2 + z(b_2 + b_1 - 1) + S_{ab}}{z^3 - z^2a_1 - za_2} + \frac{R(z) + z\tau_0}{z-1} \quad (11)$$

$$H_{TO}(z) = \frac{TO(z)}{TI(z)} = \frac{z^2b_1+zb_2+b_3}{z^3-z^2a_1-za_2} \quad (12)$$

$$H_\tau(z) = \frac{-z^2 + z(b_2 + b_1 - 1) + b_2 + b_1 + a_2 + a_1 - 1}{z^3 - z^2a_1 - za_2} \quad (13)$$

Modified eq. (3) of FLL is structurally the same like eq. (5) and the next step is to simply change parameters in eq. (3) with the corresponding coefficients of the digital filter so that $b_1= b_{0d}$, $b_2= b_{1d}$, $b_3= b_{2d}$, $a_1= -a_{1d}$ and $a_2= -a_{2d}$. The transfer function $H_{TO}(z)$, eq. (12) turns to eq. (14). The transfer function of the digital filter $H_{DF}(z)$, according to eq. (2) or eq. (5) is shown in eq. (15). The transfer functions $H_{TO}(z)$ and $H_{DT}(z)$ cover the same zeros and poles, but the difference between them is in their denominators. Namely, their relation can be expressed as $H_{TO}(z)= H_{DF}(z)\cdot z^{-1}$. This means that the magnitudes of the frequency responses of $H_{TO}(z)$ and $H_{DF}(z)$ will be the same. But due to one step delay, which refers to factor "z^{-1}", IIR FLL$_3$ will introduce an additional delay of -π [rad] on the output signal, in relation to the phase which the digital filter makes on its output signal. Based on the Mat-lab rules for definitions of vector "b" and "a" of the IIR digital filters, we can define vectors b_{DF} and b_{TO}, as well as vectors a_{DF} and a_{TO}, using the transfer functions $H_{DF}(z)$ and $H_{TO}(z)$, eqs. (16), (17) and (18). If we change $b_1= b_{0d}$, $b_2= b_{1d}$, $b_3= b_{2d}$, $a_1= -a_{1d}$ and $a_2= -a_{2d}$ in eq. (13), we can determine vectors b_τ and a_τ, which correspond to eq. (13). Vectors b_τ and a_τ are shown in eqs. (19) and (20). All of vectors are necessary for the frequency analyses of the described IIR FLL$_3$ and the digital filter, using Mat-lab tools intended for the IIR digital filters.

$$H_{TO}(z) = \frac{TO(z)}{TI(z)} = \frac{z^2b_{0d}+zb_{1d}+b_{2d}}{z^2+za_{1d}+a_{2d}} \cdot z^{-1} \quad (14)$$

$$H_{DF}(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{z^2b_{0d}+zb_{1d}+b_{2d}}{z^2+za_{1d}+a_{2d}} \quad (15)$$

$$b_{DF} = [b_{0d}\ \ b_{1d}\ \ b_{2d}] \quad (16)$$

$$b_{TO} = [0\ \ b_{0d}\ \ b_{1d}\ \ b_{2d}] = [0\ \ b_{DF}] \quad (17)$$

$$a_{DF} = a_{TO} = [1\ \ a_{1d}\ \ a_{2d}] \quad (18)$$

$$b_\tau = [0\ \ -1\ \ (b_{2d} + b_{1d} - 1)\ \ (b_{2d} + b_{1d} - a_{2d} - a_{1d} - 1)] \quad (19)$$

$$a_\tau = a_{DF} = a_{TO} = [1\ \ a_{1d}\ \ a_{2d}] \quad (20)$$

After we developed vectors "a" and "b", based on the transfer functions of the IIR FLL$_3$ outputs TO and τ, the further procedure of frequency analysis of these outputs can be performed in a completely identical way. In the following text, we will give the emphasis to the design and analysis of the filter characteristics of IIR FLL$_3$ using output TO and comparing it with the corresponding digital filter. In order to design an IRR FLL$_3$, we have to first design the corresponding IIR digital filter of the second order (IIR DF$_2$). Let us design Butterworth low pass IIR DF$_2$, defined by the cutoff frequency fg=2000 Hz and sampling frequency fs=10000 Hz. Using Mat-lab command [b_{DF}, a_{DF}] = butter (N, f_n), where the filter order N=2 and $f_n=f_g/(f_s/2)$, we can get vectors b_{DF}=[0.1867 0.3734 0.1867] and a_{DF}=[1 -0.4629 0.2097]. Note that eq. (10) is satisfied, if we change b_1=0.1867, b_2=0.3734, b_3=0.1867, a_1=-(-0.4629) and a_2=-0.2097. This means that after changing the parameters with the coefficients of IIR DF$_2$, IIR FLL$_3$ will stay stable. Since vectors b_{DF} and a_{DF} are now determined, b_{TO} and a_{TO} are defined by eqs. [17] and [18]. Based on these vectors and using Mat-lab commands freqz (b_{TO}, a_{TO}, 1024, fs) and freqz (b_{DF}, a_{DF}, 1024, fs), the frequency responses of IRR FLL$_3$ and IRR DF$_2$, are determined and presented in Fig.

2 for the half of the sample rate. It can be seen that the magnitudes of the IIR DF_2 and IIR FLL_3 are identical. Since both of IRR FLL_3 and IRR DF_2 are the IIR digital filters, no one of their phases is linear, but for the half of the sample rate, the phase of IIR FLL_3 is -360° and the phase of IIR DF_2 is -180°. The phases which two systems introduced into the output signals differ for expected -180°, for the half of the sample rate. This proves that the adaptation of the third-order FLL, with the aim of functioning as a second-order IIR digital filter, has been successfully realized.

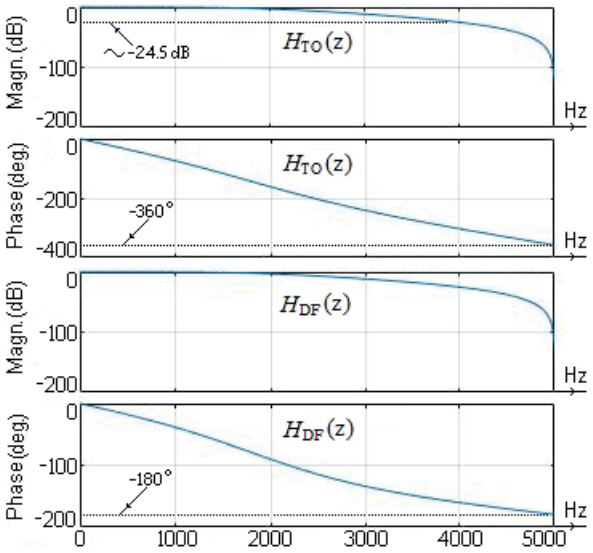


Fig. 2. *Magnitudes and phases of the frequency responses of $H_{TO}(z)$ and $H_{DF}(z)$.*

Let us demonstrate the filter characteristics of the Butterworth low pass digital filter based on the designed third-order FLL. Suppose that the input period TI_{k+1} is defined as $TI(k+1)= 6+S_1(k)+ S_2(k)$ [time units], where $S_1(k)= 5\cdot\sin[2\pi/fs\cdot f_1\cdot k]$ and $S_2(k)=5\cdot\sin[2\pi/f_s\cdot f_2\cdot k]$. The input periods are continuously changing under effects of two sinusoidal signals S_1 and S_2. Suppose that the values of frequencies are f_1=1000 Hz and f_2=4000 Hz. Note that the frequency f_1 is less than the cutoff frequency f_g=2000 Hz and the frequency f_2 is greater than f_g. The time unit [t.u.] can be, μsec, msec or any other, but assuming the same time units for all time variables. It was more suitable to omit [t.u.] in the diagrams. The first step in this presentation is to form vector TI of 10000 values of TI, using the above equation for TI_{k+1}. Based on the vector TI, the output period vector TO = filter (b_{TO}, a_{TO}, TI) is determined. This vector can also be formed on the basis of eqs. (3) and (4). After that, using the "fft" command, the input and output vectors of IIR FLL_3 are formed as X = fft (TI) and Y = fft (TO). Finally, using the command "stem", stem (abs (X)) and stem (abs (Y)), the spectrums of the input and output periods are presented in Fig. 3. These spectrums present the absolute values of the amplitudes, covering the whole sample rate. They appear as positive values in the symmetric second half of the sample rate. It is visible in Fig. 3 that signal S_1 at 1000 Hz, is only slightly attenuated, since f_1 is less than cutoff frequency f_g=2000 Hz. This

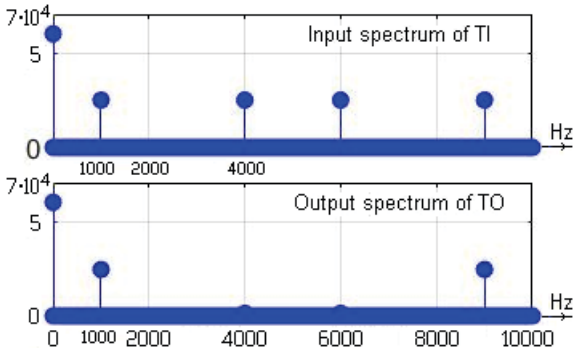


Fig. 3. *The input spectrum of TI and the output spectrum of TO.*

agrees with magnitude of the IIR FLL_3 frequency response shown in Fig. 2, since at f_1=1000 Hz, the attenuation is close to zero. At the same time signal S_2 at 4000 Hz is suppressed for about -24.5 dB in Fig. 2, because f_2=4000 Hz is greater than cutoff frequency f_g. It can be seen in Fig. 3, that the zero component at the frequency close to zero is not attenuated, what is also in agreement with the magnitude of IIR FLL_3, shown in Fig. 2. A more complete description regarding the zero component are presented in ref. [1] and [2].

CONCLUSION

Unlike refs. [1] and [2] which describe the new kind of FIR digital filters based on the processing of the input periods only, this article presents the design of a new kind of an IIR digital filter, based on the processing of the input and output periods. Both of them use the theory, respectively, of the classical FIR and IIR digital filters. They are both of them intended for the filtering of impulse signal periods.

This article represents an important contribution to the theory and application of new kind of IIR FLL digital filters, based on FLL. The shown adaption for the third order FLL to function as an IIR digital filter, using the theory of the classical IIR digital filters, can be applied to a FLL of any order.

This article opened the wide possibilities for the usage of IIR FLL digital filters in electronics, telecommunications, control and measurements, which use the different forms of periodic and non-periodic pulse signals. There is an obvious need to filter them in some of the applications.

However, the shown mathematical process of adaption can be very long and complex procedure, especially for a FLL of very high order, which is expected to be used in filtering. Because of that, in the next step, it is necessary to develop all the necessary equations, used in this adaptation, for FLL of the N-th order. This will enable short, simple and safe adaptation, which will be almost reduced to the development of a classical IIR digital filter.

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, M. Bojović, Ž. Gavrić, V. Mišković, "New kind of digital filter based on the Frequency Locked Loop", International Sc. Conf. UNITECH 2020, Gabrovo Bulgaria, proceedings, Vol. I, pp. 167-172, 2020.

[3]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.

[4] 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.

[5] 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.

[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).

COMPUTER ANALYSIS OF MAGNETIC FLUX DISTRIBUTION IN WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEMS

Desislav Iliev[1], Nikolay Madzharov[2]
[1] *Technical University of Gabrovo, BG*
[2] *Technical University of Gabrovo, BG*

Abstract

This paper presents a computer simulations of the distribution of the magnetic field density in a model of an inductive-resonant wireless power transfer system with a passive resonant circuit. The utility of the passive resonant circuit and its influence the field distribution on the individual windings in the system is visually demonstrated. For comparison of the obtained results, a model of the same system without passive resonance circuit is presented. The advantage of an additional passive resonant circuit in the contactless charging systems for electric vehicles has been proved.

Keywords: Wireless Power Transfer, magnetic resonance, efficiency, coupling coefficient, simulation.

INTRODUCTION

Rapid development in the field of Wireless Power Transfer System (WPT) has been observed over the past few decades. Devices of this type have long been available to the average consumer – contactless chargers for mobile phones, laptops, tablets, etc. Studies and practical trials are carried out in many other areas of WPT systems - for charging electric vehicles, for transmitting energy and direct power supply of aircraft, Unmanned Aerial Vehicle (UAV) and even to spaceship. In medicine, there is a particular interest in these systems, because they allow charging of rechargeable batteries of implants without connecting wires.

EXPOSE

I. TIPES OF WPT SISTEM

Basically, WPT system can be divided into two groups: for long-distance energy transmission with electromagnetic radiation (radiative) (microwave and laser) and for the transmission of energy over small distances without electromagnetic radiation (non-radiative), (capacitive, inductive and inductive resonance) (Table 1).

Table 1
Average values of WPT systems

Method	Transmission distance	Efficiency	Power	Frequency	Influence on living objects
Capacitive	up to 3 mm	up to 60%	up to 10 W	up to 1 MHz	Low
Inductive	up to 30 cm	up to 90%	up to 300 kW	up to 100 kHz	Low
Inductive resonance	up to 2 m	up to 80%	up to 50 kW	up to 5 MHz	Moderately
Microwave	up to 50 km	up to 60%	up to 100 kW	up to 300 GHz	Dangerous
Laser	up to 100 km	up to 50%	up to 1 MW	over 1 THz	Dangerous

The first group is utilized to transfer energy over a greater distance, from a few tens of centimeters to tens of kilometers or even hundreds of kilometers. The second group is utilized in the transfer of energy over a small and a medium-range distances, from a several millimeters to a several tens of centimeters.

Microwave Power Transfer (MPT). It is a method using electromagnetic radiation. This method is the oldest, if you take into account the radio communication, which began as early as the 19th century, because it is essentially a transfer of energy. In the early 1960s, W. Brown in laboratory conditions was able to transfer energy using a frequency of 2.45 GHz, using magnetrons and clystrons with special horn antennas as an antenna, and for receivers using a rectifying antenna ("rectenna") created for receivers. In 1975, he was able to transferred

495W of energy at a distance of 170.2 cm with 54% efficiency. In the same year, he transferred 30 kW of power at a distance of 1640 meters.

Laser Power Transfer. This method also uses electromagnetic radiation with a frequency greater than 1 THz. Energy transfer can take place over very long distances reaching tens of kilometres in the presence of direct visibility between the transmitter and the receiver, as the energy is concentrated in a narrow beam and dissipates very little upon distance. Different types of lasers can be used as a transmitter. Photovoltaic elements are used as a receivers, which is also associated with one of the main limitations of its application, and their low efficiency, usually about 12 %.

Capacitive Power Transfer. It belongs to the group of non-radiative methods. So far, this method has found almost no practical application. This is mainly due to the fact that in order to transfer energy, an equivalent capacitor (or capacitors) is created in order to carry out the two main schemes in the practical realization of this method – bipolar capacitive connection and unipolar capacitive connection. The amount of energy transferred from the source to the load, which reaches several tens of watts, is determined by the size of the plates of the equivalent capacitors, the distance between them and the operating frequency. This method does not allow reduction of the overall dimensions of the devices and an increase in the distance at which energy can be transferred through it. However, in 2011 Toyota Central R & D Labs., Inc. and Toyohashi University of Technology conducted research to perform WPT of a car while driving using this method. Their aim is to avoid the problem of accurate positioning of the vehicle during movement, because the plates of the equivalent capacitors worked in the road surface can be made with a sufficiently large width.

Inductive Power Transfer (IPT). This method is non-radiative. Until now, it has found the most widespread practical application. Capacities up to a few dozen kilowatts at a distance of up to a few tens of centimeters and even meters can be transmitted through it. The principle of energy transfer in this method resembles the work of a transformer, the primary and secondary coils of which are separated by a large air gap and lack a core (if used, it is also separated by the gap). An AC current flows through the primary (transmission) coil, which creates an AC field, which in turn creates an AC current in the secondary (receiving) winding. As the distance between them increases, the electromagnetic connection coefficient reduces the overall EFFICIENCY of the system. At a distance bigger than one quarter of the diameter of the coils (D), the magnetic coupling coefficient (k) decreases a lot and reaches a value below 0,17 [1]. To avoid this problem are done and continue to do research in this direction, but they are not completed.

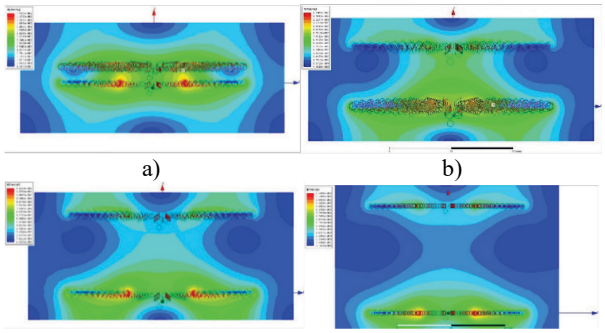
Inductive-resonant Power Transfer (IRPT). To avoid the disadvantage of the IPT, in 2007 [2], researchers from MIT introduced an additional resonance circuit (or circuits) that allows increasing the distance of WPT, at efficiency up to 80%. Resonance circuits are consistently related inductance and capacitor. When the operating frequency increases, resonance can also be obtained without the use of consistently connected capacity and inductance, but the capacity of inductances involved in the system can also be used. When the distance increases, the magnetic coupling coefficient (k) decreases rapidly, but its compensation can be done with the increasинг the quality factor (Q) of the circuits.

The above advantages of this method relative to the inductive method make it very promising in its use in a lifestile – for charging different mobile devices, as well as for directly powering those with low power consumption – TV sets, radio receivers, etc. It can be used in medicine to charge rechargeable batteries to medical implants, thereby eliminating the need for connecting wires or surgical intervention for the replacement of devices, which reduces patients' discomfort. In the automotive industry and in general in transport, this method provides the ability to charge the batteries of electric vehicles by reducing the need for accurate positioning and giving advantages in charging them while driving. In these cases, the receiving part is incorporated into the frame of the electric vehicle and this predetermines a relatively large distance to the roadway where the transmitter coil is built.

II. SIMULATION RESULTS OF INDUCTIVE POWER TRANSFER SISTEM WITHOUT AND WITH RESONANT CIRCUIT

For output data for computer analysis of magnetic flux density in IRPT system, a model of an inductive resonance energy transfer system [3], consisting of a transmiter and reciver coil and a passive resonance circuit shall be used. The parameters are – a three equal coils of 60 mm external diameter (D), made of ten turns of copper wire (litz wire) with a diameter of 2 mm. The operating frequency of the system is 30 kHz and power of 500W.

Initially, the magnetic flux density of the system without a resonant circuit is simulated, at a distance between transmitter and receiver coil of 5, 15, 25, 40 millimeters (Fig.1) to serve as a subsequent comparison of the results.

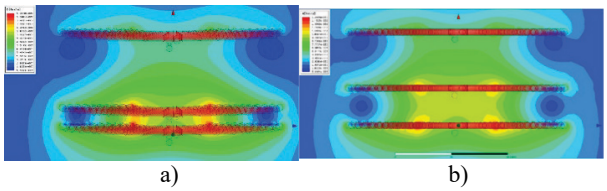


a) b) c) d)

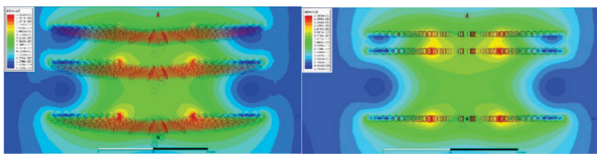
Fig.1 *WPT system without resonant circuit. Distance between transmitter and receiver are: a)- 5mm, b)- 15mm, c)- 25mm, d)- 40mm.*

From the presented results it can be seen how the field strength, which completely envelops the receiving winding, decreases with increasing distance, as at 5 millimeters it is $6{,}4.e^{-3}$T, then it becomes $5.3.e^{-3}$T, $4{,}3.e^{-3}$T and at a distance of 40 millimeters it has dropped to $3{,}7.e^{-3}$T.

The second simulation was made at a distance between the transmitter and receiver coils of 25 mm, but with a passive resonance circle introduced, successively placed at a distance of 5, 10, 15 and 20 millimeters from the transmiter coil (Fig. 2).



a) b)

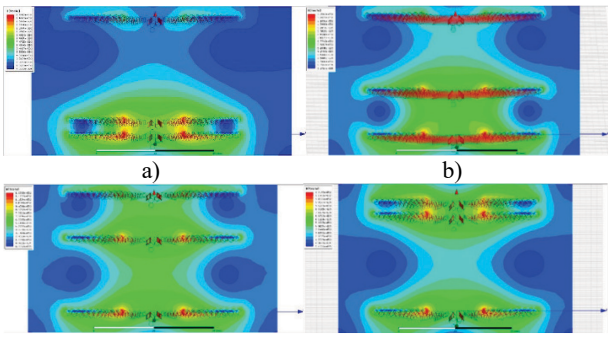


c) d)

Fig.2 *WPT system with resonant circuit and distance between transmitter and receiver 25 mm. Distance between transmitter end resonant coil are: a)- 5mm, b)- 10mm, c)- 15mm and d)-20 mm.*

It can be seen how the field strength around receiver coil gradually increases, starting from $4{,}35.e^{-3}$T and passing through $4{,}8.e^{-3}$T, $5{,}5.e^{-3}$T and reaching $6{,}1.e^{-3}$T (at maximum approach of the resonant circuit to the receiver coil).

The third simulation was made at a distance of 40 millimeters between the receiver and transmitter. The resonant circuit is located at a distance of 5, 15, 25 and 35 millimeters from the transmitter, respectively (Fig. 3).



a) b) c) d)

Fig.3 *WPT system with resonant circuit and distance between transmitter and receiver 40 mm. Distance between transmitter end resonant coil are: a)- 5mm, b)- 15mm, c)- 25mm and d)- 35 mm.*

The field intensity values around receiver coil are: $4{,}0.e^{-3}$T, $4{,}2.e^{-3}$T, $4{,}7.e^{-3}$T and $5.3.e^{-3}$T. And in this case, the values increase.

CONCLUSION

1. As evidenced by the results obtained, when increasing the distance between the transmitter and receiver coil above 1/4 D (15 mm) and using a resonance circuit, the magnetic flux density around receiver coil can be maintained within very good limits. Thus, a high efficiency of the whole system can be achieved with a correctly selected position of the additional resonance circuit and correct adjustment. In both cases (Fig.2 and Fig.3), a good distribution of the magnetic flux density

around the receiver coil is obtained at maximum approach of the resonant coil to it.

2. At a distance of 15 mm (1/4D) between the transmiter and receiver coil without resonance circuit, the field intensity shall be $5{,}3.e^{-3}T$. At a distance of 25 mm between the transmiter and receiver coil with a resonance circuit, increase to $6{,}1.e^{-3}$T. But at a distance of 40 mm between the transmiter and receiver coil with resonant circuit the field density is $5{,}3.e^{-3}T$. The magnetic flux density remains the same, while the energy transfer distance increases 2.66 times (from 15 millimeters to 40 millimeters), while the whole efficiency of the system preserves.

3. In the presented configuration, the receiver and resonant coils are located very close. It is suitable for WPT charging of electric vehicles due to the fact that these two coils can be deployed in the vehicle. With different placement of the resonant coil can be obtained better transmission efficiency regardless of the clearance of the vehicle.

ACKNOWLEDGEMENT

The carried out research is realized in the frame of the OP“Science and Education for Smart Growth 2014 – 2020”,Project CoC “ Intelligent mechatronic, eco-and energy-savingsystems and technologies“, №BG05M2OP001-1.002-0023.

REFERENCE

[1] M. Budhia, G. Covic, J. Boys,” A New IPT Magnetic Coupler for Electric Vehicle Charging Systems,” 978-1-4244-5226-2/10/ IEEE, 2010.

[2] Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances_2007 André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos,Peter Fisher, Marin Soljacˇic

[3] N. Madzharov, “Contactless power transmitters for electric energy,“ Technical University of Gabrovo, Gabrovo, 2017.

IMPROVED PERTURB AND OBSERVE MAXIMUM POWER POINT TRACKING METHOD WITH THERMOELECTRIC GENERATOR MODEL

Hayati Mamur[1], Mehmet Ali Üstüner[2]
[1,2]*Manisa Celal Bayar University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Manisa, TURKEY*

Abstract
One of the green technologies that can be used to increase energy efficiency by recovering a part of waste heat as electrical energy is thermoelectric generators (TEG) by using the Seebeck phenomenon. Conventional and modern maximum power point tracking (MPPT) methods used to deliver maximum power from energy sources frequently appear in the literature. The biggest disadvantage of TEGs is their low efficiency. Therefore, MPPT methods are expected to deliver the highest power from the TEG in the shortest time and this is important to obtain the best result. The most common MPPT method in the literature is the Perturb and Observe (P&O) MPPT method. In this study, an improved version of the P&O MPPT method is used. With this method, it is aimed to obtain the maximum power from the TEG in a shorter time. The simulation results show that with the improved method, more power is delivered from the TEG in a shorter time. In addition, steady-state oscillations are also reduced.

Keywords: Thermoelectric Generators, Maximum Power Point Tracking, Perturb and Observe, TEG model.

INTRODUCTION

Low efficiency is a disadvantage of TEG systems and it is necessary to improve the performance of the TEG and extract the maximum power to operate close to its full capacity. For this reason, power conditioning methods are used to extract maximum power from TEG systems [1]. Power conditioning methods include impedance matching and DC-DC converter implementations. The impedance matching contains a balancing the total internal resistance, R_{TEG} and load resistance, R_L. Appropriate impedance matching is important to transfer the maximum power to the load. In order to transfer the maximum power to the load, the optimum electrical load must be same as the internal resistance of the TEG ($R_{TEG} = R_L$) [2].

As shown in Figure 1, the electrical equivalent circuit of the TEG consists of a temperature dependent voltage source and an internal resistor, R_{int}. The load, R_L, is connected to deliver power from the TEG. When the load value and the internal resistance of the TEG are equal ($R_{int} = R_L$), the delivered power from the TEG reaches the maximum power point (MPP) [2]. As the load value changes, the delivered power value from the TEG decreases.

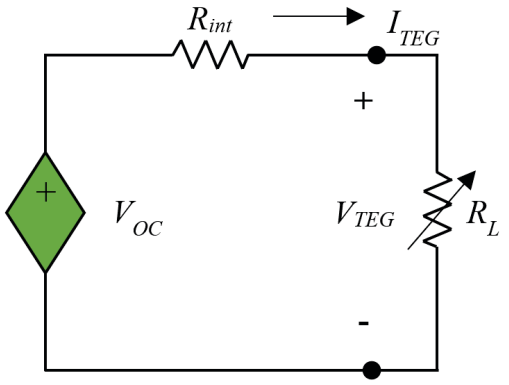


Fig. 1. *Electrical equivalent circuit of TEG*

When the power value delivered from the TEG is at the MPP, the open circuit voltage and short circuit current are at their half values as explained below:

$$V_{MPP} = V_{OC}/2 \text{ and } I_{MPP} = I_{SC}/2 \qquad (1)$$

where, V_{MPP} and I_{MPP} are voltage (V) and current (A) at maximum power point, respectively. I_{SC} is the short-circuit current (A). With these values, MPP can be determined. The

current value passing through the TEG is given below:

$$I_{TEG} = V_{OC}/(R_{int} + R_L) \quad (2)$$

where, I_{TEG}, R_{int}, and R_L are TEG current (A), TEG internal resistance (Ω), and load resistance (Ω), respectively. The power delivered from the TEG depending on the load resistance and internal resistance is as follows:

$$P = \frac{V_{OC}^2}{(R_{int}+R_L)^2} \cdot R_L \quad (3)$$

where, P is the power (W) delivered from the TEG. As can be understood from Equation 3, the power delivered from the TEG depends on the internal resistance of the TEG, R_{int}, and the load resistance connected to the TEG, R_L. Maximum power point tracking (MPPT) methods are used with a converter to deliver maximum power from the TEG by equating the load resistance to the internal resistance of the TEG.

When the load is connected directly to the terminals of the TEGs, if the connected load and the internal resistance of the TEG are not equal, the efficiency of the TEG drops further. This is referred to as impedance imbalance [1], [3]. To avoid this situation, converters capable of both MPPT and power regulation are used with TEGs [4]. MPPT is a well-known control method that can enable the TEG waste heat recovery power system to operate at maximum power capacity under various loads and temperature differences.

PERTURB AND OBSERVE ALGORITHM

Perturb and Observe (P&O) algorithm, whose flow chart is given in Figure 2, is the most popular among MPPT methods. When power is taken from TEGs, not only the change in load, but also the change in temperature results in a change in the MPP value. In this case MPPT is required. The P&O MPPT algorithm performs impedance matching by adjusting the duty cycle of the switching element in the converter used in the system. Firstly, current and voltage values are measured. Secondly, the power value is calculated and the change in power and voltage is found. Then, the change in power is questioned and the duty cycle is adjusted according to the power change until the MPP value.

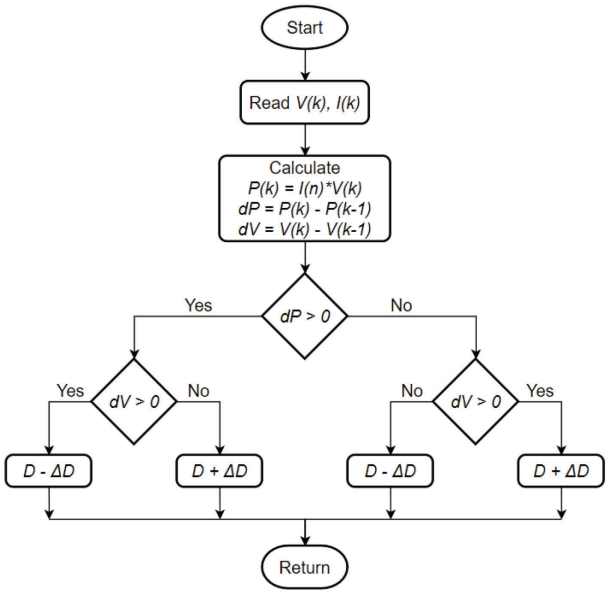


Fig. 2. *Perturb & Observe algorithm* [9]

Although P&O is a simple and reliable algorithm, it has two main drawbacks. First, tracking causes oscillations in output power as it approaches the MPP. Second, the P&O algorithm cannot handle the change in environmental conditions and deviates from the MPP [5]. In order to overcome these drawbacks, modifications and improved versions of the P&O algorithm have been studied. Dalala *et al.* proposed a new P&O MPPT algorithm based on the application of open-circuit voltage detection and short-circuit current estimation methods for TEGs in [6]. Nakayama *et al.* proposed a simple MPPT algorithm that consumes less energy. In this method, the open circuit voltage of the TEG is monitored without measuring it and there is no need to measure and compare the voltage frequently in [7]. Bond *et al.* proposed a duty cycle-based MPPT method with current sensorless power estimation. This method includes a P&O-based reference voltage generator and overcomes this disadvantage as it does not require disconnecting the source and load for current or open-circuit voltage measurement [8]. MPPT algorithms, which were first used in photovoltaic (PV) systems, are also adapted to TEG systems due to the similar characteristics of TEGs with PV systems.

In this study, an adaptive P&O algorithm previously proposed for PV systems is adapted to a new simple TEG model. Using a TEG model formed in Simulink, the performances of the Improved P&O algorithm and the conventional P&O algorithm are compared.

IMPROVED P&O ALGORITHM

P&O MPPT algorithm is the most widely used MPPT algorithm due to its simple structure and easy applicability. It gives reliable results and converges to the maximum point fast. However, the two biggest drawbacks of the P&O algorithm are that it uses a fixed duty cycle, causing oscillations in the MPP, and inability to make accurate decisions in rapidly changing environmental conditions. Because the P&O algorithm cannot detect whether the power fluctuation is caused by environmental conditions. Singh *et al.* [10] have overcome these drawbacks by developing the conventional P&O MPPT algorithm for PV systems. In this improved method, changes in current are included in the process along with changes in voltage, thereby accelerating the decision-making process. In addition, the oscillation problem at the MPP is reduced by the non-constant duty cycle. Figure 3 shows the flow chart of the improved P&O algorithm.

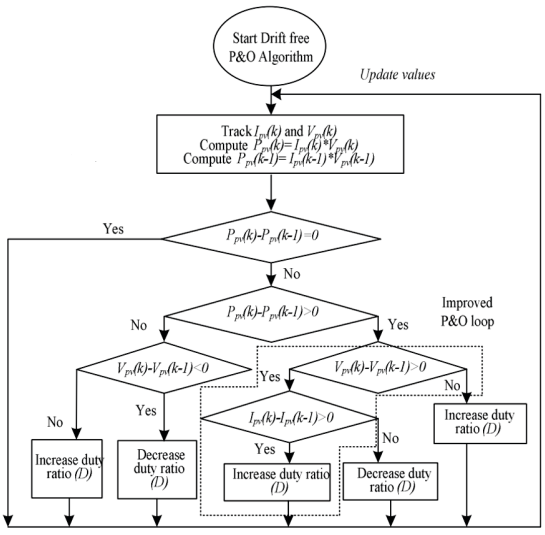


Fig. 3. *Improved Perturb and Observe algorithm* [10]

METHODS

In this study, the improved P&O MPPT algorithm given in reference [10] and described in the previous section is applied to a TEG system consisting of 40 TEG modules. Two groups consisting of 20 serially connected TEG modules are connected in parallel to form a TEG system in the simulation environment. By connecting a constant load to this system, the hot surface temperature is changed and the simulation is performed according to the temperature change. The duty cycle used in the simulations is kept constant for the conventional P&O algorithm. For the improved P&O algorithm, different duty cycles are used according to the size of the power change. According to the simulation results, the improved P&O algorithm reaches the MPP point faster and generates more power than the conventional P&O algorithm. With constant load connected to the system, the hot surface temperature is first set to 160°C, then 200°C at 0.35 s and 180°C at 0.7 s.

RESULTS

The simulation results are shown in Figure 4. Under variable surface temperature, the improved P&O algorithm reaches the MPP with 1% error in 0.15 seconds and the conventional P&O algorithm in 0.21 seconds. Maximum power delivered from the TEG system with Improved P&O is 261.5 W, 448.8 W and 348.8W at 160°C, 200°C and 180°C, respectively. The maximum power achieved with conventional P&O is 236 W, 403.8 W and 315.2 W at 160°C, 200°C and 180°C, respectively. With the improved P&O algorithm under variable surface temperature, 10% more power is received 40% faster than the P&O algorithm. In addition, it is observed that the oscillations in the MPP are reduced with the improved P&O algorithm.

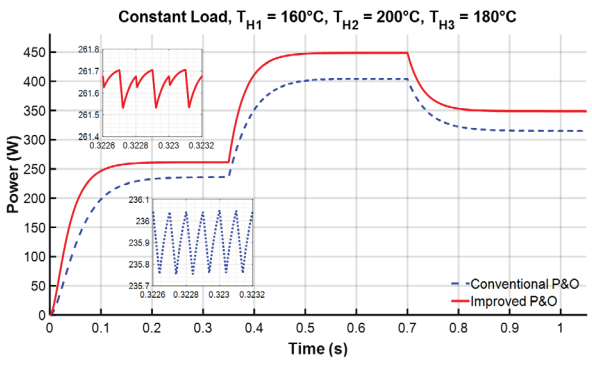


Fig. 4. *The obtained power with conventional and improve P&O MPPT algorithms*

CONCLUSION

The maximum power obtained from TEGs depends on the temperature difference between the surfaces of the TEG. This is achieved by means of MPPT algorithms. The most widely used MPPT algorithm in the literature is the P&O MPPT algorithm, however, it needed to be improved due to its inability to respond quickly to changing environmental conditions and the lack of oscillation in MPP. In this study, a simulation study is carried out with varying surface temperatures using the improved P&O algorithm and compared with the conventional P&O algorithm. The simulation results show that the improved P&O algorithm obtained higher power from TEG than the conventional P&O algorithm and reduced the oscillations in MPP.

REFERENCE

[1] S. Twaha, J. Zhu, Y. Yan, B. Li, and K. Huang, 'Performance analysis of thermoelectric generator using dc-dc converter with incremental conductance based maximum power point tracking', *Energy for Sustainable Development*, vol. 37, Feb. 2017, doi: 10.1016/j.esd.2017.01.003.

[2] M. F. Remeli, L. Tan, A. Date, B. Singh, and A. Akbarzadeh, 'Simultaneous power generation and heat recovery using a heat pipe assisted thermoelectric generator system', *Energy Conversion and Management*, vol. 91, pp. 110–119, Feb. 2015, doi: 10.1016/j.enconman.2014.12.001.

[3] A. Montecucco and A. R. Knox, 'Maximum Power Point Tracking Converter Based on the Open-Circuit Voltage Method for Thermoelectric Generators', *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 828–839, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2313294.

[4] T. H. Kwan and X. Wu, 'Maximum power point tracking using a variable antecedent fuzzy logic controller', *Solar Energy*, vol. 137, pp. 189–200, Nov. 2016, doi: 10.1016/j.solener.2016.08.008.

[5] J. Ahmed and Z. Salam, 'An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency', *Applied Energy*, vol. 150, pp. 97–108, Jul. 2015, doi: 10.1016/j.apenergy.2015.04.006.

[6] Z. M. Dalala, O. Saadeh, M. Bdour, and Z. U. Zahid, 'A New Maximum Power Point Tracking (MPPT) Algorithm for Thermoelectric Generators with Reduced Voltage Sensors Count Control †', *Energies*, vol. 11, no. 7, Art. no. 7, Jul. 2018, doi: 10.3390/en11071826.

[7] S. Nakayama, K. Kimura, Y. Kushino, and H. Koizumi, 'A simple MPPT control method for thermoelectric energy harvesting', in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2015, pp. 6455–6460. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310564.

[8] M. Bond and J.-D. Park, 'Current-Sensorless Power Estimation and MPPT Implementation for Thermoelectric Generators', *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5539–5548, Sep. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2414393.

[9] H. Mamur and Y. Çoban, 'Detailed modeling of a thermoelectric generator for maximum power point tracking', *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol. 28, no. 1, Art. no. 1, 2020, doi: 10.3906/elk-1907-166.

[10] A. K. Singh, I. Hussain, and B. Singh, 'An improved adaptive P amp;O technique for two stage grid interfaced SPVECS', in *2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)*, Jan. 2018, pp. 320–325. doi: 10.1109/IESES.2018.8349896.

SIMULINK MODEL OF SEEBECK THERMOELECTRIC MODULE FOR POWER GENERATION

Hayati Mamur[1], Mehmet Ali Üstüner[2]
[1,2]*Manisa Celal Bayar University, Department of Electrical and Electronics Engineering, Manisa, TURKEY*

Abstract

Thermoelectric Generators (TEG), developed using the Seebeck phenomenon, recover some of the waste heat as electrical energy. TEGs are one of the green technologies that can be used to increase energy efficiency. TEG models, which are generally used in simulations in academic studies, are run at certain temperature differences by keeping some parameters constant. However, when the temperature values on the TEG surfaces change, the internal resistance of the TEG changes depending on the temperature, even if the temperature difference remains constant. In this study, a TEG module, which is commercialized and also used in academic studies, is modeled according to datasheet information. In this model, the power delivered from the TEG, open circuit voltage, short circuit voltage and internal resistance of the TEG match the data of the real TEG module depending on the hot surface and cold surface temperatures. The simulation results with the TEG system created using this model show that this new model produces more realistic results.

Keywords: Thermoelectric Generators, Thermoelectric Module, Simulink Model, Seebeck.

INTRODUCTION

Thermoelectric generators (TEGs) are semiconductor devices that convert the temperature difference between their surfaces directly into electrical energy using the Seebeck Phenomenon [1], [2]. To increase the voltage produced by TEGs, *p* and *n* type thermoelements (TEs) are connected electrically in series and thermally in parallel to increase thermal conductivity [3]. They are used as small-powered electrical energy sources to recover electrical energy from waste heat and to increase energy efficiency [4].

When the load is connected directly to the terminals of the TEGs, if the connected load and the internal resistance of the TEG are not equal, the efficiency of the TEG drops further. This is referred to as impedance imbalance [5], [6]. To avoid this situation, converters capable of both maximum power point tracking (MPPT) and power regulation are used with TEGs [7]. Tsai and Lin proposed a model for TEGs in [8]. In this model, they designed a user-friendly interface with a dialog box similar to the Simulink library. But in this design, every parameter must be defined as a function. Similarly, Kennedy's TEG model uses current and voltage functions [9]. Burnete *et al.* proposed a detailed Simulink model for TEGs [10]. This detailed and well-organized model can be a bit of a challenge for researchers who are just starting to work on TEGs. However, in TEG models used in simulation studies, the temperature-dependent internal resistance is usually not taken into account and is not mentioned.

In this study, a simple TEG model is proposed that calculates the temperature-dependent internal resistance and Seebeck coefficient parameters of a TEG module using manufacturer data. In this method, comparison tables are prepared in Simulink using manufacturer data and graphics, and output data is sent according to the incoming information. It is a simple model with very little processing overhead. The biggest disadvantage is that a separate dataset must be formed for each module that is planned to be used. However, the model formed with the dataset constituted once can be used continuously. In this study, TGM-199-1.4-0.8 [11] thermoelectric module is used for simulations and testing. By means of the proposed model, more realistic results have been obtained.

THERMOELECTRIC MODULE POWER GENERATION PRINCIPLE

As shown in Figure 1, the electrical equivalent circuit of the TEG consists of a temperature dependent voltage source and an internal resistor, R_{int}. The load, R_L, is connected to deliver power from the TEG. When this load value and the internal resistance of the TEG are equal ($R_{int} = R_L$), the delivered power from the TEG reaches the maximum power point (MPP) [12]. As the load value changes, the delivered power value from the TEG decreases.

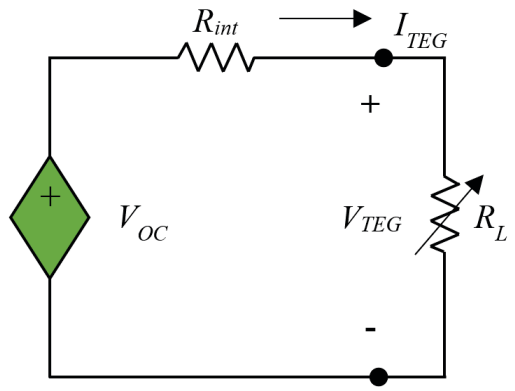


Fig. 1. *Electrical equivalent circuit of TEG*

When the power value delivered from the TEG is at the MPP point, the open circuit voltage and short circuit current are at their half values as explained below:

$$V_{MPP} = V_{OC}/2 \text{ and } I_{MPP} = I_{SC}/2 \quad (1)$$

where, V_{MPP} and I_{MPP} are voltage (V) and current (A) at maximum power point, respectively. I_{SC} is the short-circuit current (A). With these values, MPP can be determined. The current value passing through the TEG is given below:

$$I_{TEG} = V_{OC}/(R_{int} + R_L) \quad (2)$$

where, I_{TEG}, R_{int}, and R_L are TEG current (A), TEG internal resistance (Ω), and load resistance (Ω), respectively. The power delivered from the TEG depending on the load resistance and internal resistance is as follows:

$$P = \frac{V_{OC}^2}{(R_{int}+R_L)^2} \cdot R_L \quad (3)$$

where, P is the power (W) generated from the TEG. As can be understood from Equation 3, the power generated from the TEG depends on the internal resistance of the TEG, R_{int}, and the load resistance connected to the TEG, R_L. MPPT methods are used with a converter to deliver maximum power from the TEG by equating the load resistance to the internal resistance of the TEG. However, when making this impedance matching in simulation studies, the TEG internal resistance, R_{int}, which changes with temperature, should also be taken into account and should not be used as a fixed value. Because, in experimental studies, R_{int} TEG changes due to the nature of the module and temperature changing. Maximum power can be reached when impedance matching is done with MPPT algorithms.

If the temperature-varying R_{int} is not modeled in simulation studies, there will be discrepancies between the simulation results and the experimental results. Therefore, in this study, a temperature-dependent internal resistance change model is proposed for the TGM-199-1.4-0.8 TEG module.

METHOD

The proposed Simulink model uses the manufacturer data of the TEG module and produces results compatible with these data. Firstly, the information presented graphically in the manufacturer's data is converted into usable data in Matlab with curve fitting methods and methods of obtaining data from the graph [13]. These data are then used as comparison tables in the Simulink. By using the temperature and temperature difference information, the R_{int} value closest to reality is used in the model through comparison tables. After the R_{int} value is modeled in accordance with the module data, the Seebeck coefficient, whose information is not given in the manufacturer's data, is also modeled depending on the temperature. Because the Seebeck coefficient also changes depending on the temperature fluctuations [14].

Simulation studies are carried out by keeping the cold surface temperature, T_H, constant at 30°C and varying the hot surface temperature between 40°C and 220°C. The variation of the calculated Seebeck coefficients are shown in Figure 2.

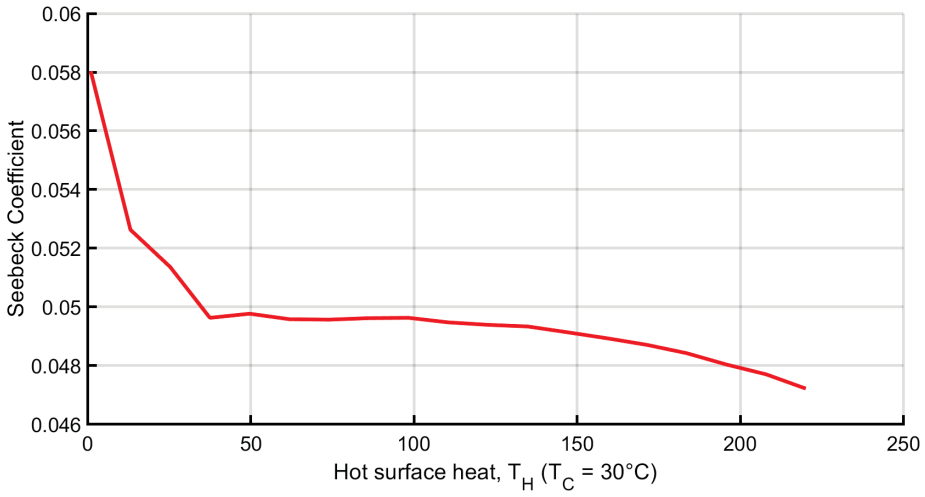


Fig. 2. *Calculated Seebeck Coefficient according to hot surface heat*

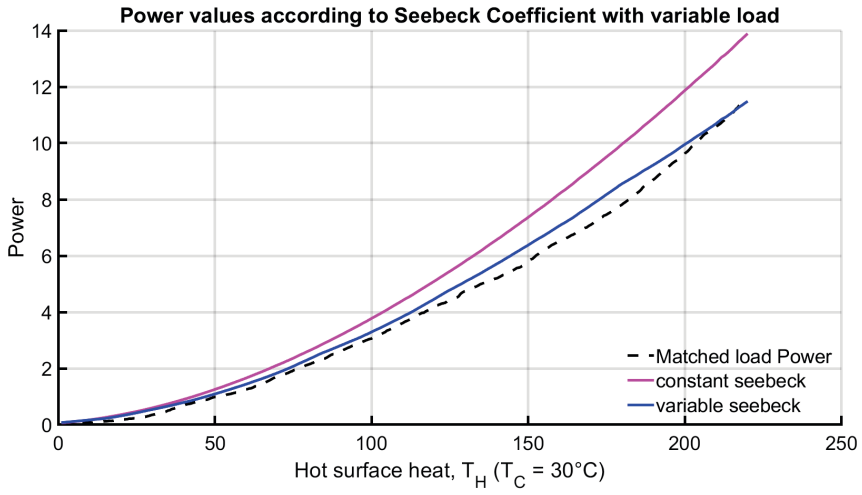


Fig. 3. *Power values according to Seebeck Coefficient with variable load*

The constant Seebeck coefficient is used as 0.053, and the variable Seebeck coefficient ranges from 0.058 to 0.0472. Figure 3 shows the comparison of the effect of Seebeck coefficients on power with the manufacturer's data.

CONCLUSION

To deliver maximum power from TEG modules depends on the temperature difference between the hot surface and the cold surface. The greater the temperature difference, the greater the power supplied from the TEG module. The internal resistances and Seebeck coefficients of TEG modules change depending on the temperature. Since these values change because of the nature of the modules in experimental studies, impedance equalization can be fulfilled automatically with the converter and MPPT algorithms and does not pose a problem. However, keeping the internal resistance of the module and the Seebeck coefficient constant in simulation studies would cause incorrect results. In order to prevent this, the internal resistance of the module and the Seebeck coefficient should be modeled in a way that changes depending on the temperature in simulation studies.

In carried out the study, TGM-199-1.4-0.8 module has been modeled. The Seebeck coefficient and the internal resistance of the module, which vary with temperature, allowed to obtain results closer to the manufacturer's data. With this method, more accurate simulation results could be obtained. As a disadvantage, this method have to be designed specifically for a

TEG module. But once the model is created, it could be used continuously.

REFERENCE

[1] H. Mamur and R. AHISKA, 'A review: Thermoelectric generators in renewable energy', *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, vol. 4, no. 1, pp. 128–136, 2014.

[2] A. R. M. Siddique, S. Mahmud, and B. V. Heyst, 'A review of the state of the science on wearable thermoelectric power generators (TEGs) and their existing challenges', *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 73, pp. 730–744, Jun. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.01.177.

[3] D. Champier, 'Thermoelectric generators: A review of applications', *Energy Conversion and Management*, vol. 140, pp. 167–181, May 2017, doi: 10.1016/j.enconman.2017.02.070.

[4] S. Twaha, J. Zhu, L. Maraaba, K. Huang, B. Li, and Y. Yan, 'Maximum Power Point Tracking Control of a Thermoelectric Generation System Using the Extremum Seeking Control Method', *Energies*, vol. 10, no. 12, Art. no. 12, Dec. 2017, doi: 10.3390/en10122016.

[5] S. Twaha, J. Zhu, Y. Yan, B. Li, and K. Huang, 'Performance analysis of thermoelectric generator using dc-dc converter with incremental conductance based maximum power point tracking', *Energy for Sustainable Development*, vol. 37, Feb. 2017, doi: 10.1016/j.esd.2017.01.003.

[6] A. Montecucco and A. R. Knox, 'Maximum Power Point Tracking Converter Based on the Open-Circuit Voltage Method for Thermoelectric Generators', *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 828–839, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2313294.

[7] T. H. Kwan and X. Wu, 'Maximum power point tracking using a variable antecedent fuzzy logic controller', *Solar Energy*, vol. 137, pp. 189–200, Nov. 2016, doi: 10.1016/j.solener.2016.08.008.

[8] H.-L. Tsai and J.-M. Lin, 'Model Building and Simulation of Thermoelectric Module Using Matlab/Simulink', *Journal of Elec Materi*, vol. 39, no. 9, pp. 2105–2111, Sep. 2010, doi: 10.1007/s11664-009-0994-x.

[9] 'Simulink Model of TEG module'. https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/74694-simulink-model-of-teg-module (accessed Oct. 12, 2021).

[10] N. V. Burnete, F. Mariasiu, D. Moldovanu, and C. Depcik, 'Simulink Model of a Thermoelectric Generator for Vehicle Waste Heat Recovery', *Applied Sciences*, vol. 11, no. 3, Art. no. 3, Jan. 2021, doi: 10.3390/app11031340.

[11] 'KRYOTHERM TGM-199-1.4-0.8 Low temperature Generating modules'. https://kryothermtec.com/low-temperature-generating-modules.html (accessed Oct. 12, 2021).

[12] M. F. Remeli, L. Tan, A. Date, B. Singh, and A. Akbarzadeh, 'Simultaneous power generation and heat recovery using a heat pipe assisted thermoelectric generator system', *Energy Conversion and Management*, vol. 91, pp. 110–119, Feb. 2015, doi: 10.1016/j.enconman.2014.12.001.

[13] 'GRABIT'. https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/7173-grabit (accessed Oct. 14, 2021).

[14] R. Ahiska and S. Dişlitaş, 'Computer controlled test system for measuring the parameters of the real thermoelectric module', *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 1, pp. 27–36, Jan. 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2010.06.023.

АЛГОРИТЪМ НА УПРАВЛЕНИЕ НА ДВУФАЗЕН СИЛОВ МНОГОИЗВОДЕН ИМПУЛСЕН ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ ЗА ПОСТОЯННО НАПРЕЖЕНИЕ С ДОПЪЛНИТЕЛНА ИЗМЕРВАТЕЛНА СИСТЕМА

Евгени Малев[1]
[1]*Технически университет -Варна*

ALGORITHM OF CONTROL OF TWO-PHASE INTERLEAVED DC - DC CONVERTER WITH ADDITIONAL MEASURING SYSTEM

Evgeni Malev[1]
[1] *Technical University of Varna*

Abstract
The present material discusses the topology of Two-phase Interleaved DC – DC converter and its applicability in electric transport systems. In the material, various modifications of the topology are considered. The creation of a control algorithm in which an additional system for measuring the parameters of the battery is used is also discussed.

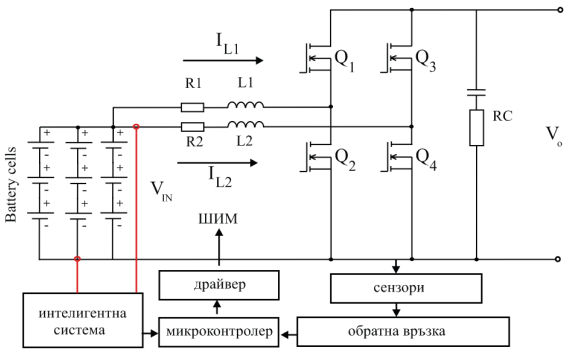
Keywords: Interleaved DC – DC converter, MATLAB, PIC microcontroller, Li-ion battery

ВЪВЕДЕНИЕ

Силовите електронни преобразуватели на електрическа енергия, се основно преобразуващо звено на енергия в съвременните възобновяеми енергийни източници, електрическия траспорт, промишлените кранове, автоматизираните системи и други. Характерно за тях е ефективността при преобразуването на електрическа енергия. В съвременната силова електроника, развитието на тази група силови схеми, е насочено към хибридни преобразуватели и силови ключове с нови подобрени характеристики. Подобни хибридни преобразуватели за единица време могат да преобразуват няколко нива на напрежение от два или повече източника от различен тип (батерия, суперкондензатор, шина за постоянно напрежение и други).

ТОПОЛОГИЯ НА СИЛОВ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ С РЕДУВАЩИ СЕ ЗВЕНА

Силовите електронни преобразуватели с редуващи се звена е комплексна топология, създадена от свързване на две или повече паралени топологии преобразуватели (повишаващ, понижаващ и др.). Тази топология се характеризира с минимални стойности на напрежението на входа, малки загуби от превключване на силовите ключове, висока ефективност. В сравнение с основната конвенцианална топология, от която е изграден, неговите преимущества още са свързани с намаляване на размера на устройството и по-висока надеждност [1].



***Фиг. 1**. Принципна схема на силов преобразувател с редуващи се звена*

Алгоритъмът за един силов преобразувател се създава на базата на някакво управление на избрана топология силов електронен преобразувател. В случая се използва Двустепенен силов преобразувател с редуващи се звена. Дву и четири степенните преобразуватели от тази топология, се използват широко в архитектурата на хибридни и електрически автомобили [2]. Освен някакъв кратен брой звена, на базата на този преобразувател, може да бъде създаден N - кратен силов преобразувател, за по-високи мощности и мощности изискващи различни нива на преобразуване. На фигура 1, е показана схема на двустепенен преобразувател с редуващи се звена. Електрическата енергия, абсорбирана от индукторите може да бъде изразена чрез формулата:

$$W_L = U_{IN} \times I_L \times D \times T_S \quad (1)$$

Където U_{in} е входното напрежение, I_L е индукторния ток T_s – времето за превключване.

Промяната на индукторния ток се отразява върху ефективността на управлението. При различни управляващи системи плъзгащо управление, хистерезисно управление и управление базирано на изкуствения интелект, индукторния ток е основна компонента в управляващия процес и неговата промяна се определя от формулата:

$$\Delta I_L = (D \times U_{IN})/(L \times f_{sw}) \quad (2)$$

където, D е работния цикъл, U_{in} е входното напрежение, L – стойността на индуктора, f_{sw} е честотата на превключване [3].

Индуктора на подобен преобразувател, се избира от следната формула:

$$L_1 = (D \times U_{IN})/(\Delta I_L \times N \times f_{sw}) \quad (3)$$

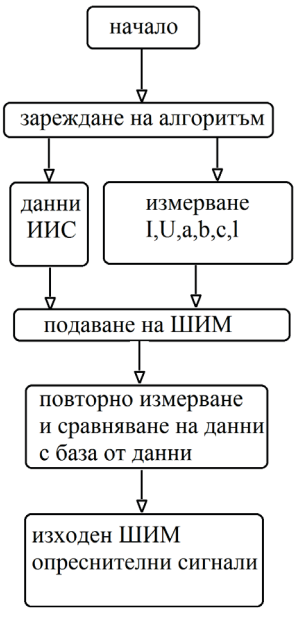
Кондензатора на преобразувателя, се избира от следната формула:

$$C_o = (D \times I_o)/(U_o \times N \times f_{sw}) \quad (4)$$

където I_o е изходен ток, а U_o е изходно напрежение. Двупосочен силов преобразувател с редуващи се звена с приложение в електрически превозни средства, може да играе ролята на умножител или делител на напрежение между батерията и задвижващия блок. В зависимост от това дали работи в повишаващ или понижаващ режим, устройството работи с високо ниво на преобразуване. Такива високи нива на преобразуване на напрежение, съществуват в електротранспорта (разлика между стойностите на напреженията на батерията и шината за постоянен напрежение), хибридни фотоволтаични системи и други. Преобразуването се извършва при еднаква честота на превключване и фазово изместване [4][5].

АЛГОРИТЪМ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Проектирането на алгоритъм е сложен процес, при който чрез задаване на машинен код, се задават управляващи сигнали към силовата схема. Основно този алгоритъм трябва да бъде съобразен с параметрите на преобразувателя, товара, параметрите на силовите ключове и тяхната синхронизация с останалите компоненти[6]. Алгоритъма на преобразувателя, оказва влияние на ефективността на силовото устройство и работните цикли да съвпадат с честотата на ШИМ сигналите. На фигура 1 е показана блокова схема на предложения алгоритъм за управление на двуфазен преобразувател. Алгоритъмът е проектиран за приложение в двуфаден преплетен силов преобразувател съставен от няколко блока: 1) микропроцесорен управляващ, обратна връзка – съставена от операционнни усилватели 3) измервателна система за входно-изходни мощности параметри на преобразувателя 4) допълнителна интелигентна – измервателна система, която да отразява параметрите на батерията (основни и допълнителни).



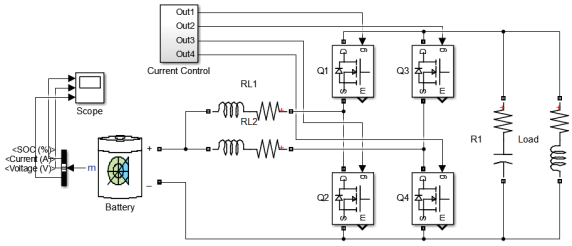
***Фиг. 2**. Блок схема на алгоритъм за управление на силовия преобарзувател*

При проектирането на подобен алгоритъм, е важно да се синхронизира работата между измервателните системи в обратната връзка и от там на сигналите към микропроцесорната система. Това може да бъде постигнато чрез подходящо инициализиране на входните канали на микропроцесорното устройство. Дефинирането на векторите от входове и напрежение от аналогово - цифрови преобразуватели от микропроцесорното устройство се извършва от основното тяло, което дефинира главните променливи в алгоритъма: unsigned int dacVout = 0×00FF; // unsigned int adcVin = 0×00CC – дефиниране на променливи измервани от операционните усилватели. Всеки сигнал, преминаващ от един тактов период към друг, ще има проблеми с настройката и задържането на импулса по време на работата на устройството. За да се намали влиянието на т.нар. “фалшиви” времена на превключване, към управлението може да бъде интегриран, допълнителен синхронизатор, който поставя граници на работната честота [8].

Допълнителните тактови честоти се получават, ако към преобразувателя е добавено допънително микропроцесорно усторйство или е интегриран в друга компютърна система [9][10]. В случая синхронизирането е нужно, понеже преобразувателя и интелигентната система, се управляват от две отделни микропроцесорни системи. Като цяло в едно подобна система, с две или повече микропроцесорни устройства, ако има n асинхронни такта, то при проектирането е нужно да има n (n-1). При използване на примерни синхронизиращи тактове uClk и vClk е нужно да се дефинират синхронизиращите тактове чрез следните променливи sync_u2v и sync_v2u. Ако управлението се извършва чрез PID микроконтролер, то производната константа на изхода, ще бъде изчислена чрез следното уравнение:

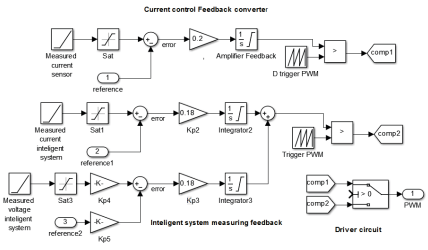
$$V_o = (K_p + s\,K_d + (K_i/s)) \times E(s) \quad (5)$$

В средата за програмиране Матлаб, е създадена блокова на схема на преобразувателя с редуващите се звена. Представен е преобразувателя, който е паралелна комбинация от два повишаващи се преобразувателя със силови ключове Q_1, Q_2 ,Q_3 Q_4. От ниската и високата страна на модела са разположени батерията (клетка от батерии) и товар Load. Моделът е показан на фигура 3. Интелигентната система е вградена в блока за батерии, тя измерва състоянията на заряд и разряд, терминалното напрежение, разрядния ток и температурата.



***Фиг. 3**. Модел на силов преобразувател с редуващи се звена*

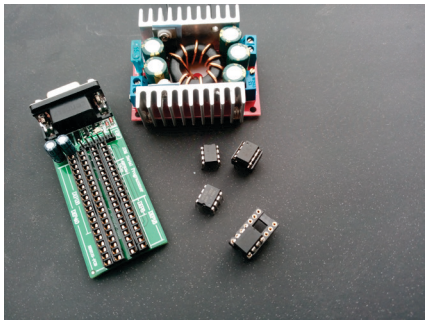
На фигура 4, е представен блоков модел на управление. В него са реализирани блок за управление по ток на двупосочния преобразувател с редуващи се звена. Моделирани са управлението по ток (обратна връзка, данни от токов сензор и неговата референтна стойност, сравняващ операционен усилвател и тригер, формиращ работната ШИМ). Другия блок на системата, са моделирани блоковете за допълнителния блок на измерване за управление – допълнителна измервателна интелигентна система, следяща процесите на заряд и разряд съставена от (сензори на системата за измерване на напрежението и тока, изпраща данни към интелигентната система и управлението на преобразувателя, тригер за формиране на ШИМ). Двата сигнала от обратната връзка от управлението по ток и интелигентната система, се изпращат към сравняващ компаратор.



***Фиг. 4**. Модел науправлението - обратната връзка и ШИМ задаващия драйвер на силов преобразувател с редуващи се звена*

Реализирането на физически прототип на алгоритъма за управление може да реализира чрез микроконтролерно устройство от фамилията PIC [11]. Микроконтролерите от

серията PIC16XXX биха осъществили подходящ трансфер между всички канали на управление: от обратната връзка на силовия преобразувател към изходните данни изпратени и запаметени, които следят процесите за заряд и разряд на батерийната клетка. Основни предимства на микроконтролерното устройство: 32 - битови регистри, 16 -битови канали за пренасяне данните от измерването. Друго изключително важно преимущество на тези микроконтролери е тяхната възможност за комуникация. Микроконтролерите поддържат интерфейсите: Сериен, I2C, и Cricket Bus.



***Фиг. 5**. Хардуерен ресурс за реализиране на силовия електронен преобразувател (програматор за семейство от PIC микроконтролерно устройство, измерващи операционни усилватели)*

Алгоритъмът на управление е основан на управлението по ток, който е входящ за силовия преобразувател. Той се следи и в интегрираната интелигентна система,която е директно свързана с блока за управление на силовия преобразувател [12][13]. Тя също като обратната връзка на преобразувателя следи два параметъра: входния ток на преобразувателя и входното напрежение, а основните измервани параметри от интелигентната система са разрядния ток и терминалното напрежение на батерията. От това следва, че канала следи общо 5 променливи: 2 от управлението по ток и 3 от измервателната система. От една страна това осигурява по прецизен контрол и от това следва по-прецизно управление по ток на преобразувателя[14]. Друга полза от тази интелигентна измервателна система,е възможност за увеличаване на прецизността на управление, поради това, че интелигентната систама може да измерва и други параметри на батерията (клетката от батерии) като комплексно съпротивление на батерията, променящата се температура по време на работа и проводимостта. Недостатъците на тази допълнителна измервателна система са свързани с допълнителното усложняване на преоктиране на цялата система за проектиране и увеличаване на вероатността на грешка от измерване, която може да се изрази чрез следната формула:

$$\varepsilon = V_{ref} - \alpha V_{out} \quad (6)$$

Усилването в т.нар. “отворен контур”, може да се изради чрез следното уравнение:

$$V_{out}(s)/V_{in}(s) = (H(s))/(1+H(s)G(s)G_1(s)) \quad (7)$$

В таблица са представени параметрите на Преобразувател, за който алгоритъма на управление, може да бъде приложен:

Параметър	Стойност
Входно напрежение[V]	200
Изходно напрежение [V]	400
Честота на превключване [kHz]	20
Максимална стойност на индукторния ток [A]	25
Максимална изходна мощност [kW]	5
Индуктор [μH]	100
Кондензатор [μF]	200

***Таблица.1**. Основни параметри на силовия преобразувател с редуващи се звена,за който е проектиран алгоритъма*

За да се разбере каква ефективност ще има алгоритъма на работа, е нужно да бъде направен математически модел на управлението и преобразувателя. В следващата таблица са показани основните параметри използвани за моделиране на батерията на силовия преобразувател[15].

Таблично представяне на променливи свързани с алгоритъма: коефициент на умножение на измерван ток $\kappa_i = 0.08$; коефициента на измерено напрежение $\kappa_v = 0.21$; коефициент температура $k_t = 0.25$; Компоненти от Цифрово-аналоговия преобразувател $0{,}02722V_p$; $0{,}0371I_p$; времена на прекъсване между измерванията на двете системи – 2μs; изчислен наклон за смяна на наклона на батерията - δC_{dBI}=0,01203 min^{-1}

Параметър	Стойност
Размер Li-ion	30kWh
Терминално напрежение	200V
Разрязен ток	25A
Капацитет	200Ah
Пиков ток на разряд	200A

I_{in}	I_{disch}	G_{in}	G_{disch}
12.2	12.18	15.1	15.1
12.9	12.87	16.1	16.1
15.2	15.17	16.3	16.3
17.5	17.48	17.1	17.102
19	18.98	17.5	17.5
21	20.97	17.9	17.92

Таблици.2 и 3 *. Основни параметри на клетката от батерии за силовия преобразувател с редуващи се звена и Управляващи константи от обратната връзка на управлението по ток (I_{in} – измерван ток на батерията G_{in} - коефициент на усилване на обатната връзка) и интелигентната система (I_{in} – измерван ток на батерията G_{in} - коефициент на усилване на интелигентната система)*

Таблично представяне на константите обработвани от обратната връзка,заезно с интелигентната система. В повишаващ или понижаващ режим, основния вектор на алгоритъма ще има следния вид: $x = [i_L\ V_o\ V_{in}]$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящия материал е предложен алгоритъм за силов електронен преобразувател с редуващи се звена. Посочени са основните стъпки при проектирането, основните му функционални звена и допълнителна измерваща система. Съставена е блокова схема на математически модел на представения преобразувателя и управлението му в средата за програмиране – Матлаб. Направен е анализ на съставянето на алгоритъма и формирането на основните му функционални звена.

REFERENCE

[1] D.J.S. Newlin, R. Ramalakshmi, S. Rajasekaran “A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application” Green High Performance Computing (ICGHPC), 2013 IEEE

[2] Juan Pablo Villegas Ceballos,Sergio Ignacio Serna-Garcés,Daniel González Montoya,Carlos Andrés Ramos-Paja,Juan David Bastidas-Rodríguez “Charger/discharger DC/DC converter with interleaved configuration for DC-bus regulation and battery protection” Energy Science and Engineering Volume 8, Issue 2 February 2020 Pages 530-543

[3] Texas Instruments AN-1820 LM5032 Interleaved Boost Converter

[4] Simon Bramble, Field Application Engineer, and Paul Holden, Member of Technical Staff “Digital Feedback Controls Supply Voltage Accurately”

[5] Ching-Ming Lai, Yuan- Chih Lin, Dasheng Lee “Study and Implementation of a Two-Phase Interleaved Bidirectional DC/DC Converter for Vehicle and DC-Microgrid Systems”

[6] Xiaogang Wu, Boyang Yu, Jiuyu Du Wenwen Shi “Research on Four-Phase Interleaved Step-Up DC/DC 3 Converter for Photovoltaic Energy Storage System”

[7] A. Thiyagarajan, S. G. Praveen Kumar and A. Nandini, "Analysis and comparison of conventional and interleaved DC/DC boost converter," *Second International Conference on Current Trends In Engineering and Technology - ICCTET 2014*, 2014, pp. 198-205, doi: 10.1109/ICCTET.2014.6966287.

[8] De Melo, R.R., Tofoli, F.L., Daher, S. et al. Interleaved bidirectional DC–DC converter for electric vehicle applications based on multiple energy storage devices. Electr Eng 102, 2011–2023 (2021)

[9] Clifford E. Cummings “Synthesis and Scripting Techniques for Designing Multi-Asynchronous Clock Designs” Sunburst Design, Inc.

[10] Kavitha M., Sivachidambaranathan V. “Comparison of Different Control Techniques for Interleaved DC-DC Converter ” International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 9, No. 2, June 2018, pp. 641~647 ISSN: 2088-8694

[11] https://pic-microcontroller.com/designing-a-pid-motor-controller-using-pic16f876/

[12] Sajib Chakraborty S., Vu H., Mahedi Hasan M., Tran D., El Baghdadi M. and Hegazy O. “DC-DC Converter Topologies for Electric Vehicles, Plug-in Hybrid Electric Vehicles and Fast Charging Stations: State of the Art and Future Trends” Energies 2019, 12, 1569

[13] Christophe Basso “Dc-dc converters feedback and control” On-shemi

[14] CTS-F614100 https://www.alibaba.com /Electric-Car-Battery-Pack

[15] APPLICATION NOTE | AN:211 “Constant Current Control
for DC-DC Converters” Vicon Power Bench

UNITECH 2021 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
19-20 November 2021, GABROVO

УПРАВЛЕНИЕ НА ИНВЕРТОР СЪС SIC ТРАНЗИСТОРИ ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ

Доброслав Данков, Петко Маринов
Технически университет – Габрово, катедра Електроника

CONTROL OF AN INVERTER WITH SIC TRANSISTORS FOR INDUCTION HEATING

Dobroslav Dankov, Petko Marinov
Technical University - Gabrovo, Department of Electronics

Abstract
This paper addresses the issue of controlling a resonant induction heating inverter with SiC MOSFET power transistors, in which there is an abrupt change in the load parameters during the heating process. The output power control capability is also considered and the frequency range of the inverter is investigated in terms of the frequency capabilities of SiC MOSFET transistors. Possible failure modes and technical solutions for overcurrent, overvoltage and overtemperature protection of the transistors are described. The results of simulation and experimental investigations of the control system under load resistance variation presented by the inductor-detail system are presented.

Keywords: SiC MOSFET; Induction Heating; Full Bridge Serial Inverter.

ВЪВЕДЕНИЕ

Индукционните технологии се характеризират с динамично изменение на параметрите на системата индуктор-детайл в процеса на нагряване. Това води до изменение на еквивалентното съпротивление на товара, което влияе на изменение на електрическите параметри в инвертора, който е източник на високочестотна енергия, необходима за да се осъществи процеса на индукционно нагряване /ИН/. За да се разшири функционалността на захранващите източници за индукционни технологии, по специално за закаляване и индукционно спояване, е необходимо да се работи в широк честотен диапазон от 20 до 440 kHz. С появата на новите широкозонни MOSFET транзистори на основата на SiC и GaN, това става осъществимо, тъй като те превъзхождат масово разпространените Si MOSFET и IGBT транзистори [5], [6].

Целта на настоящата публикация е да се представи система за управление на мостов клас DE квази-резонансен инвертор за ИН със SiC транзистори, работещ в широк честотен диапазон.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Честотните възможности на ключовите транзистори в инверторните схеми се определят от времената на превключване, които са пряко свързани с динамичните им загуби при „твърда“ комутация, особено при ШИМ регулиране на изходната мощност на инверторите за ИН. SiC MOSFET транзисторите са няколко пъти по-бързи от разпространените Si MOSFET при едни и същи ток и напрежение. Допълнително за намаляване на динамичните загуби се използват инверторни схеми с „мека“ комутация. Комбинирането на двата метода за намаляване на динамичните загуби особено е подходящо при мостовия клас DE квази-резонансен инвертор [1]. Тъй като инвертора ще се използва за ИН, то параметрите му се определят според методиката в [2]. Съгласно анализа на този клас схеми, проектирането може да се извърши ако се познават

еквивалентните индуктивност L_{ind} и съпротивление на товара R_{ind}, както и работната честота f_0 и напрежението на захранващия източник E и изходната мощност P_{out} .

Обикновено се задават: P_{out}, L_{ind}, R_{ind}; или R_{ind} и $\cos\varphi_{ind}$; f_0, E. Методиката при полумостовата и мостова схема се различава само по стойността на захранващото напрежение – E/2 или E.

Изчислява се стойността на компенсиращия кондензатор от израза за собствената резонансна честота кръга:

$$C = \frac{1}{L_{ind}\left(\omega_0^2 + \left(\frac{R_{ind}}{2L_{ind}}\right)^2\right)} \qquad (1)$$

При изчислението на стойността на резонансния комутационен кондензатор Cr при номинален режим, трябва да се изчисли максималния ъгъл на проводимост на транзисторите λ_{max}.

$$\lambda_{max} = \pi - \arccos\frac{I_{AV}.\pi - 2\omega_N.C_r.E}{I_{AV}.\pi + 2(2k-1).\omega_N.C_r.E} \qquad (2)$$

където I_{AV}-средна стойност на тока през транзисторите, ω_N=(1,1-1,3).ω.

Много е важно за работата на инвертора ъгъла на проводимост да не превиши ъгъла λ_{max}, тъй като това би довело до нарушаването на условието за ZVS комутация на транзистора при изключване. Осигуряването на $\measuredangle\lambda \le \measuredangle\lambda_{max}$ може да се осъществи по няколко начина: ако имаме система за управление /СУ/, която поддържа винаги $\cos\varphi \approx 1$ в трептящия кръг, т.е. работи се винаги в резонанс, в номинален режим се ограничава коефициента на запълване на управляващите импулси до достигане на $\measuredangle\lambda_{max}$; въвеждане на индуктивна разстройка, като се изменя съотношението $\frac{\omega_0}{\omega} > 1$. Това усложнява системата за управление, но чрез това става възможно да се съгласува работата на инвертора към товара в широк честотен диапазон, като се запазва работоспособността му и условието за ZVS изключване на транзисторите. Това важи и за случаите, когато се променя $\measuredangle\lambda$ с цел регулиране на мощността.

Средната стойност на входния ток се намира от израза за постояннотоковата мощност $P_{in} = E.I_{AV}$. Входният ток, който се черпи от захранването се представя и като:

$$I_{AV} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\lambda} I_m.\sin\omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi}[\cos\lambda - 1] \qquad (3)$$

От тук намираме максималната стойност на тока през транзисторите при избраните схемни елементи. Изходната мощност на инвертора е:

$$P_{out} \approx \frac{8E^2}{\pi^2 R_e}\cos^4\frac{(\pi-\lambda)}{2} \qquad (4)$$

От тук определяме стойността на необходимото съпротивление на товара за получаването на изходната мощност:

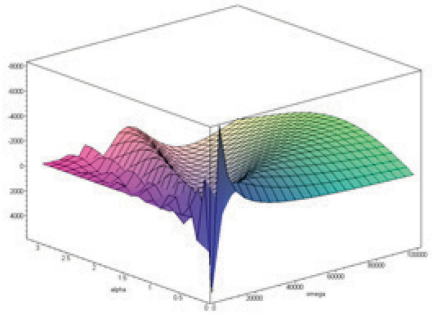
$$R_e \approx \frac{8E^2}{\pi^2 P_{out}}\cos^4\frac{(\pi-\lambda)}{2} \qquad (5)$$

Ако $R_e \neq R_{ind}$ трябва да се използва съгласуващ изходен трансформатор с коефициент на трансформация $n^2 = \frac{R_{ind}}{R_e}$ и трябва да приведем стойностите на останалите елементи към първичната – т.е. $L_e = \frac{L_{ind}}{n^2}$,

$$C_e = C.n^2 \text{ и } \delta = \frac{R_e}{2L_e}. \qquad (6)$$

Тъй като уравненията за токовете и напреженията са сложни и рекурентни, ръчното им решаване е много обемисто. За целта са разработени програми на MAPLE, които дават решенията в цифров вид.

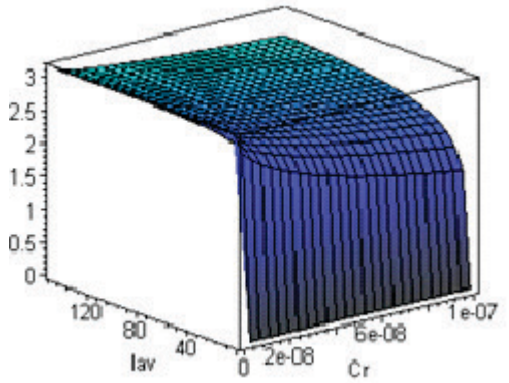
С цел онагледяване на резултатите от проектирането и анализа, са представени графични решения при проектирането на мостовия клас-DE инвертор за ИН със SiC транзистори. На фиг. 1 е представена 3-D графиката на зависимостта на тока на изключване на транзистора $I_{VT(off)}$ от изменението на ъгъла на проводимост $\measuredangle\lambda$ и работната честота ω.



***Фиг. 1**. Зависимост на $I_{VT(off)}$ от $\measuredangle\lambda$ и от ω.*

Вижда се, че нямаме линеен характер на изменението на стойността на тока $I_{VT(off)}$, т.е. при изменение на честотата е необходимо и изменение на коефициента на запълване и обратно за да имаме минимална стойност.

На фиг. 2 е показана зависимостта на ъгъла на регулиране от средната стойност на тока I_{AV} и от стойността на резонансния кондензатор C_r, паралелно свързан на транзисторите, чрез който заедно с режима на работа с индуктивната разстройва на трептящия резонансен кръг се осъществява ZVS комутация при изключването на транзисторите.



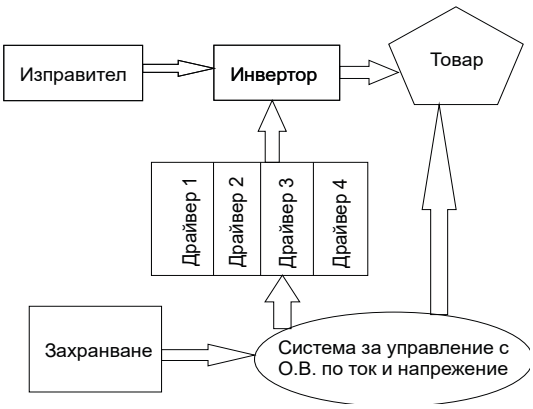
***Фиг. 2**. Зависимост на ∢λ от I_{AV} и от Cr.*

Резултатите от проектирането и анализа при $\measuredangle\lambda=\pi-t_{Vr}$ са обобщени в табл.1. Изходната мощност е 3 kW и при двете технологични приложения, но честотата в първия случай е 20 kHza във втория случай 440 kHz. Блоковата схема на на мостов клас DE квази-резонансен инвертор за ИН със SiC транзистори е представена на фиг.3.

За ключови транзистори са избрани SiC MOSFET транзистори тип SCT2280K на фирмата Rohm Semiconductors [3]. Използвани са разработените специализирани драйвери за управление на SiC MOSFET транзистори [4]. Схемата на силовата част на инвертора е дадена на фиг.4. Драйверите на транзисторите са захранени с независими импулсни захранвания с галванична развръзка с оглед различните маси.

***Таблица 1**. Параметри от проектиране.*

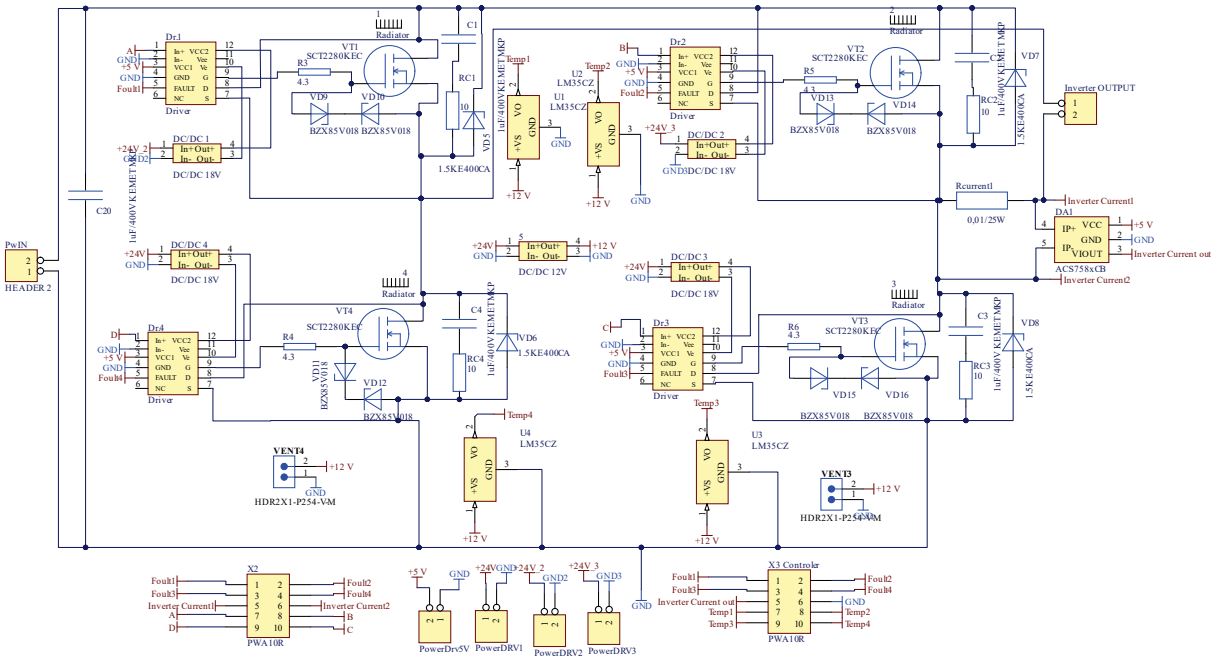
При обемно нагряване на заготовки с D=30mm – честота 20kHz												
L_{in} d,μH	R_{ind} ,mΩ	C ,μF	C r,nF	E ,V	t_V R,μS	Io ff,A	U 1,V	- I2,A	- U2, V	I_{VT-AV},A	I_{VD-AV},A	∢ λ, °
1,077	0,32	58,9	47	330	2,5	7,97	138,1	2,877	184,7	9,09	1,465	80,8
При индукционна закалка с D=30mm – честота 440kHz:												
L_{in} d,μH	R_{ind} ,mΩ	C ,nF	C r,nF	E ,V	t_V R,nS	Io ff,A	U 1,V	- I2,A	- U2, V	I_{VT-AV},A	I_{VD-AV},A	∢ λ, °
0,952	0,12	138	1	330	100	8,98	243,2	55,95	256,7	9,09	0,843	80,8



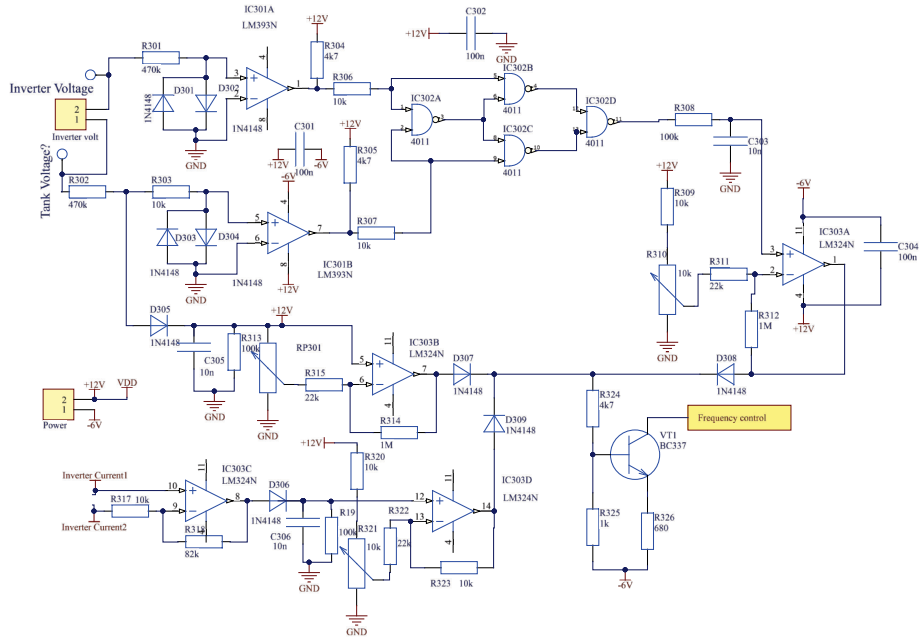
***Фиг. 3**. Схема на блоковете съставящи инвертора.*

Кондензаторите C1-C4 са резонансни кондензатори със стойност определена от изчислението за C_r от (2) при честота 440 kHz. Резисторите RC1-RC4 са поставени само за евентуално измерване на тока през резонансните кондензатори с цел настройка работата на инвертора. За измерване на тока се използват $R_{current1}$ или линеен сензор за ток на базата на ефект на Хол тип ACS758xCB. За контрол на температурата на всеки транзистор са поставени сензори тип LM35CZ. Драйверите с ИС ACPL-339 са с вградени защити за претоварване на транзисторите по ток, чрез следене на пада

на напрежение между дрейна и сорса в отпушено състояние[4]. За защита по напрежение на транзисторите се използват бързите трансили, свързани паралелно на всеки транзистор, тип 1.5KE400CA. Предвидено е въздушно охлаждане на транзисторите с индивидуален радиатор с вентилатор.



***Фиг. 4**. Принципна схема на клас DE квази-резонансен инвертор за ИН със SiC транзистори.*

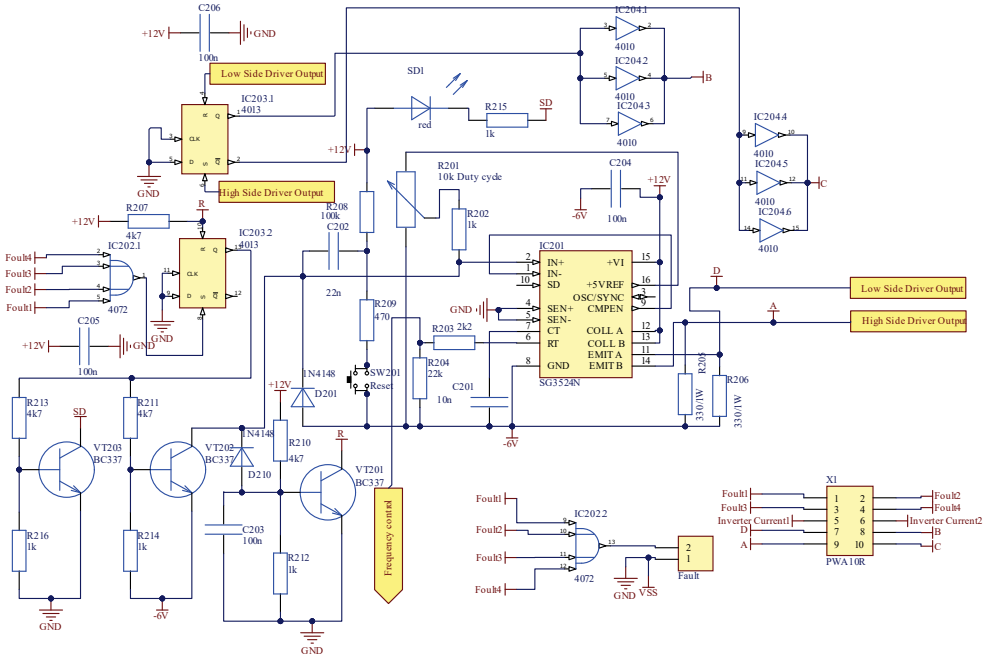


***Фиг. 5**. Схема за управление на инвертора.*

На фиг. 5 е представена схемата на частта от управлението за формиране на сигналите от обратните връзки.

Тя следи основните показатели: тока на инвертора (отчита се с шунт или сензор на Хол за променлив ток), напрежението на инвертора (изходното правоъгълно напрежение) и напрежението на резонансния кръг и осигурява обратна връзка, за да контролира кое от двете има приоритет. Двете напрежения се изрязват от диодите D301-D304 и се превръщат в правоъгълни сигнали от IC301. Фазата се разпознава от XOR схема /изключващо ИЛИ/ (съставена от IC302), филтрира се от R308 и C303 и се сравнява с променливо напрежение до мак-

симум +V/2, съответстващо на ∢λ = 90°. Като се изключи фазовият детектор, другите две свойства - напрежение и ток - се подлагат на подобни сравнения. Тъй като схемата променя честотата на локалния генератор на ШИМ ИС в сравнение с настроена верига (която има постоянна резонансна честота спрямо веригата) се образува PLL (Phase Locked Loop). На фиг.7 е представена генераторната част на системата за управление на клас DE квази-резонансния инвертор за ИН.

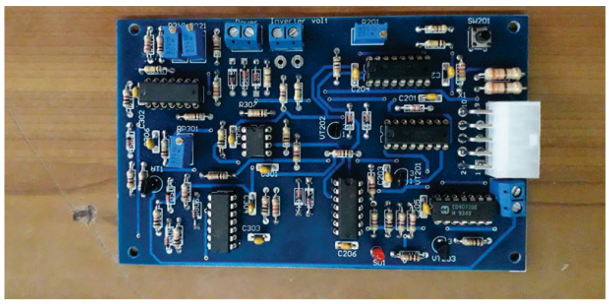


***Фиг. 6**. Схема за управление на инвертора.*

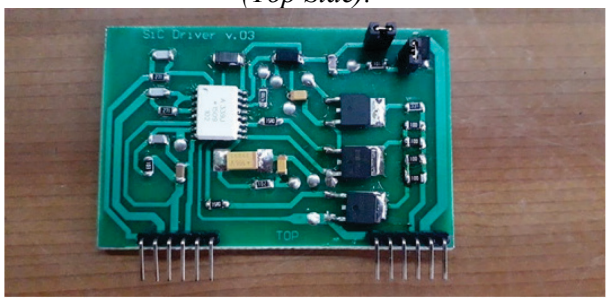
Лявата част на схемата с ИС IC202 и IC203 служи като защита за претоварване със сигнали Fault от драйверите, която засяга контрола на работния цикъл в случай на рязко нарастване стойността на тока (това се случва когато колекторното напрежение на SiC MOSFET транзисторите нарасне рязко, докато гейтовото напрежение е високо) или друга претоварваща ситуация. SG3524 има специален изключващ извод, той е занулен поради това, че е постоянно активен: вместо това е избрано да се шунтира управляващото напрежение външно (близко до това на вътрешното състояние на неинвертиращия извод на усилвателя за обратна връзка). SW201 и RC елементите R208, R209 и C205 образуват изключваща верига, която осигурява отрицателен токов импулс чрез IN+ за да изключи IC201, като заедно със D201 разрежда заряда на C205.

Това трябва да рестартира схемата за 20 μs, достатъчно бързо за да може да стартира отново ако Fault състоянието е все още активно. Генераторът е изграден с IC201 SG3524, като могат да се използват и други подобни ШИМ ИС - MB3759, KA7500, TL494 и други от SG серията които са генератори със ШИМ модулация и с push pull изход. Често срещани са ИС със биполярен изходен транзистор което означава, че може да се замасят емитерите и да се използват отворените колектори, или да се включат към +V и директно емитерите да управляват драйвери или биполярни Дарлингтон или MOSFET транзистори.

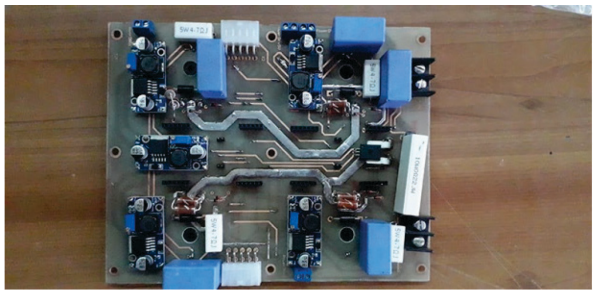
Пиковия ток минаващ през драйвера трябва да е около ампер, за може транзистора да се запуши за около половин микро-секунда. Заради това високо състояние са включени кондензатори за байпас от захранването. На фиг.7 е показана реализираната платка на управлението, а на фиг.8 е показан един от драйверите, управляващ SiC транзисторите. Силовата платка на клас DE квази-резонансния инвертор за ИН без радиаторите е показана на фиг.9.



***Фиг. 7**. Снимка на платка за управление (Top Side).*

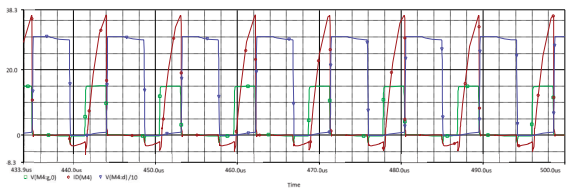


***Фиг. 8**. Снимка на драйвера управляващ SiC (Top Side).*

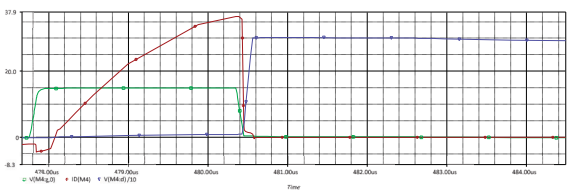


***Фиг. 9**. Снимка на силовата платка на инвертора.*

На фиг.10 и 11 са дадени времедиаграми от симулации на работата на инвертора с изчислените в таблица 1 стойности на параметрите при 440kHz.

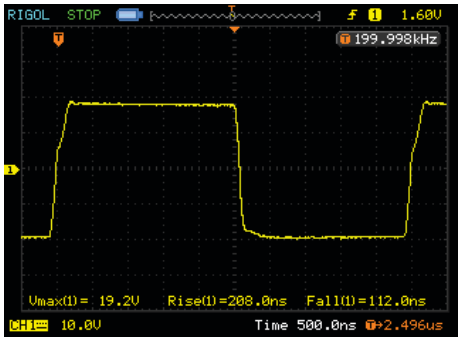


***Фиг. 10**. Режим на работа на транзистор VT4, Напрежение на гейта UGS, Напрежение на дрейна UDS , Ток през дрейна ID.*

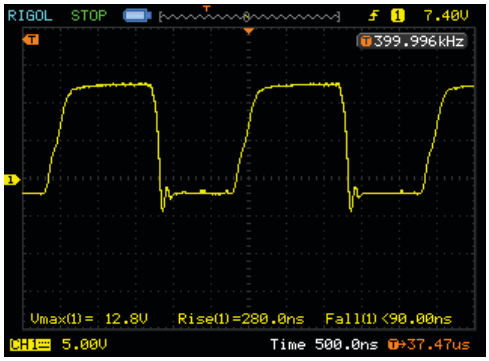


***Фиг. 11**. ZVS комуникация при изключване на транзистор VT4.*

Осцилограмите на изходните сигнали към изходните драйвери от системата за управление са дадени на фиг.12 и 13. За имитация на сигналите от обратните връзки по ток и напрежение е използван задаващ генератор настроен на съответната честота.



***Фиг. 12**. Управляващи импулси при 20 kHz.*



***Фиг. 13**. Управляващи импулси при 400 kHz.*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направено е проектиране на силовата част и на системата за управление на широкодиапазонен клас DE квази-резонансен инвертор за ИН със SiC транзистори. Представени са симулационни и експериментални резултати за работата на представената система за управление на инвертора за ИН. Предстои изследвания на работоспособността на инвертора с реални трептящи кръгове и реални товари, които да докажат функционалността на предложената система за управление.

REFERENCE

[1] Simeonov M., D. Dankov, E.Tzonev, “ZVS Class-DE Full-Bridge Resonant Inverter For Induction Heating”, 12th International Symposium on Power Electronics Ee2003, Novi Sad, Serbia, 2003, T1-1.2 pp.1-5, ISBN 86-80249-74-2.

[2] D. Dankov, Simeonov M., Class-DE half-bridge inverter for induction technologies, "Electrical Engineering and Electronics“, vol. 9-10, 2004, pp. 26-33, ISSN 0861 4717 (in Bulgarian).
[3] http://www.rohm.com/products/sic/dmos.html.
[4] Dankov D., P. Prodanov. Comparative Study of Power SiC MOSFET control drivers, Proc. of IEEE XXVIII International Scientific Conference Electronics (ET2019), 12-14 Sept. 2019, Sozopol, Conference Record #48037, e-ISBN:978-1-7281-2574-9.
[5] Baliga, B. Jayant. Fundamentals of Power Semiconductor Devices: Springer, 2008. ISBN:978-0-387-47313-0.
[6] Rohm Semiconductors, SiC Power Devices and Modules, 14103EBY01 Application Note, Issue of August 2014.

МОДЕЛНО-БАЗИРАНА ОПТИМИЗАЦИЯ НА ПОСЛЕДОВАТЕЛЕН РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР С ОБРАТНИ ДИОДИ

Николай Хинов[1], Богдан Гилев[2], Стоян Попов[3]
[1]Технически университет - София
[2]Технически университет - София
[3]Технически университет - София

MODEL-BASED OPTIMIZATION OF SERIAL RESONANCE INVERTER WITH REVERSE DIODES

Nikolay Hinov[1], Bogdan Gilev[2], Stoyan Popov[3]
[1] Technical University of Sofia
[2] Technical University of Sofia
[3] Technical University of Sofia

Abstract

The paper considers a model-based optimization of a series resonant inverter with reverse diodes. The optimization is performed in terms of achieving a certain nature and duration of the transition process. Two cases of reference curves are considered: with respect to the voltage of the resonant capacitor and with respect to the resonant current. As a result of the optimization, values of the circuit elements have been obtained, which guarantee the output indicators and the determined duration and nature of the transient start-up process. The obtained results are useful from the point of view of control synthesis and for the design and training in power electronics. In this regard, this approach, combined with classical design methods allows for the integration of modern mathematical methods for modeling and calculations in power electronics.

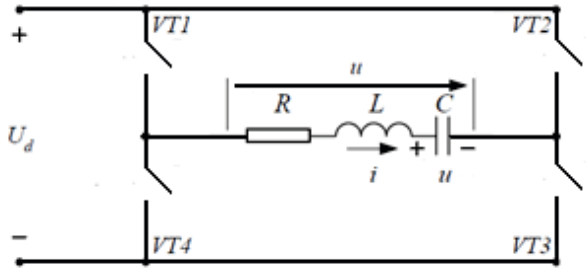
Keywords: serial RLC converter, wrap separation, model-based design

ВЪВЕДЕНИЕ

По своята същност, развитие и приложения силовата електроника е интердисциплинарна, като концентрира най-разнообразни области не само на техниката, но и на икономиката, физиката и математиката. В резултат на нейното развитие към настоящия момент се наблюдава голямо разнообразие както на топологии на силовите схеми, така и на работни режими. В този аспект едни от разпространите като употреба, устройство и поддръжка и същевременно най-добре изучени са последователните RLC инвертори [1-3]. От своя страна при определени съотношения на схемните им елементи те могат да работят в резонансни или апериодични режими [4-6]. В настоящата работа е представен подход за оптимизация на последователен резонансен инвертор чрез използването на т. нар. обвивка на напрежението. Като целта на направената оптимизация е да бъде ограничен по стойност отгоре и като времева продължителност преходният процес. За решаването на поставената задача е създаден модел в Simulink. Реализацията на самата оптимизация е извършена с помощта на авторски програми, написани и изпълнени в средата на Matlab. от друга страна в изследванията на някои автори интегрирането на гореизложените оптимизационни процедури се дефинира като прилагане на техники на изкуствения интелект в силовата електроника [7, 8]

ИЗЛОЖЕНИЕ

От принципа на действие и анализа на електромагнитните процеси в схемата е известно че, разглеждания инвертор е по-части линейна система. Обикновено неговото моделиране се извършва с помощта на система от диференциални уравнения, които описват променливите на състоянието във веригата [4, 5]. От друга страна при съставянето на моделите се пренебрегват загубите в градивните елементи, а също захранващите източници се приемат за идеални. В ръкописа изследванията са направени на базата на мостовата схема на последователен мостов инвертор с обратни диоди, която е показана на фигура 1.



Фигура 1. *Общ модел на последователен RLC инвертор*

Силовата част на инвертора се състои от: Полупроводникови ключове с двупосочна проводимост *VT1 ÷ VT4*, резонансен кондензатор *C*, активно съпротивление на товара *R* и резонансна индуктивност *L* върху товара. Стойностите на схемните параметрите при конкретното изследване са дадени в Таблица 1.

Таблица 1

Ud = 100 V – входно напрежение
R = 1 Ω – съпротивление
L = 10 μH - индуктивност
C = 10 μF – капацитивност
f = 1/T=80000 Hz – честота на превключване.

По своя начин на работа конверторът е система с променяща се структура, като превключването между двете състояния се извършва от системата за управление. За синтеза на общия модел се използва методът на превключващата функция [9]. Поради своите предимства и нагледна физическа интерпретация този метод намира голямо приложение за изследване на електрически преобразуватели, използващи компютърни методи. При изследваната схема в рамките на един период структурата се променя два пъти. Промяната се състои в промяна на знака на U_d. Този процес на превключване между различните структури се моделира чрез умножаване на U_d с функцията *control*.

Уравненията за моделиране на динамиката на инвертора са:

$$C\frac{du_C}{dt} = i$$
$$L\frac{di}{dt} + u_C + Ri = U_d control(t) \quad (1)$$

за

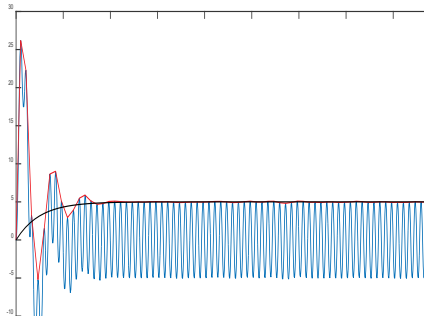
$$control(t) = \begin{cases} -1, & \text{for odd half period} \\ 1, & \text{for even half period} \end{cases}.$$

където u_C е напрежението върху резонансния кондензатор, а i_L – инверторния ток. Обикновено методиките за проектиране на силови електронни устройства и системи са базирани на анализа в установен режим на работа след завършването на преходните процеси. По този начин така определените стойности на резонансната индуктивност и кондензатор, не са свързани с протичането определени по характер и продължителност преходни процеси. От друга страна техните стойности оказват значително влияние върху пусковите процеси и динамиката на схемата, което е от съществено значение и за синтеза на управление.

Определянето и решаването на оптимизационни задачи е основен инструмент за проектиране на силови електронни схеми и устройства. Различни примери за решаване на оптимизационни задачи въз основа на разработени собствени програми, както и чрез използването на математически софтуер са разгледани в литературата, характерно е за всеки да задава определена целева функция (максимална ефективност, минимални загуби) и ограничения (гранични стойности на елементите на веригата), а при решаването на по-сложни задачи се използва инструментариумът за многокритериална оптимизация [10-14].

Авторите са избрали използването на оптимизация, базирана на модел, тъй като чрез нея могат да бъдат внедрени както стандартни (еднокритериални), така и по-сложни оптимизационни процедури, чрез използване на специално създадена програма MATLAB. По този начин се дефинира метод за проектиране на силови електронни устройства и системи, който не отрича, а надгражда и развива класическите методи, основани на анализ само в стационарни състояния при работа. Така на практика се постига интегрирането на съвременните информационни и комуникационни технологии в научните изследвания и обучението по силова електроника, което ускорява и подобрява процеса на прототипиране и внедряване в производството.

В този конкретен случай ще въздействаме върху формата на напрежението върху резонансния кондензатор u_C, като отново оптимизираме стойността на кондензатора C. Този проблем за оптимизация не може да бъде решен с помощта на вградена процедура в MATLAB, тъй като напрежението u_C е променливо (АС) и не е възможно да се зададат ограничения за неговата големина. За да се реши този проблем, трябва да се направи подходящо преобразуване на стойността u_C, като се запази работния режим на инвертора, чрез поддържане на постоянна резонансна честота на последователната резонансна верига - условието $LC = const$. В конкретния случай това се прави след свързване на всички максимуми в положителната полувълна на напрежението върхъ резонансния кондензатор, като по този начин се образува крива, показана на фигура 2 в червен цвят. Тази крива представлява положителната "обвивка" на напрежението u_C. На посочената фигура са използвани следните обозначения: синьо - действителната форма на напрежението u_C; червено – обвивката на u_C; черно – зададената еталонна обвивка.



Фигура 2 *Обвивка, еталон и стойност на напрежението* u_C

Резултатите, представени на фигура 2, са получени в следствие на използваните първоначални стойности на схемните елементи, дадени в Таблица 1.

Определянето и решаването на оптимизационни проблеми е основен инструмент за проектиране на силови електронни схеми и устройства с гарантирани показатели. Различни примери за това са показани в [11-14]. В процеса на оптимизация ще се опитаме да напаснем формата на „обвивката“ на напрежението u_C, към избраната референтна траектория на фиг. 2 (черно). За тази цел функционала за оптимизация придобива вида:

$$I(C) = \int_0^{t_{end}} \left(wrap(u_C) - u_{C,ref} \right)^2 dt \underset{C}{\rightarrow} \min \quad (2)$$

където $t_{end} = 1e-3$

Избираме уравнение на еталонната обвивка е:

$$i_{ref} = 5(1 - e^{-t/T_{stat}}) \text{ и } T_{stat} = 5.10^{-5} \quad (3)$$

Оптимизацията на функционала (2) се извършва при ограничения тип равенства (1) и неравенства $C_{\min} \le C \le C_{\max}$, т.е.

$$\begin{aligned} C_{\min} - C &\le 0 \\ C - C_{\max} &\le 0 \end{aligned} \quad (4)$$

Ограничение е зададено $C_{\min} = 0.5C$ и $C_{\max} = 5C$ (съгласно първоначалната стойност от Табл.1).

От друга страна при задаване на ограниченията се изпълнява условието за поддържане на избрания при проектиране работен режим: $LC = const$.

Получената в резултат на решаването на оптимизационната задача стойност за C, зависи от избора на големината на t_{end}. Това е така, защото сумарната грешка се получава от натрупването на грешките по време на преходния процес и по време на установения режим. При малка стойност на t_{end} ще доминира грешката получена по време на преходния процес, а при голяма - ще преобладава грешката в установен режим. В

крайна сметка успешното решаване на оптимизационната задача зависи от осъществяването на добър баланс при избора на t_{end}.

Този проблем за оптимизация се решава в средата MATLAB, но за тази цел се съставя авторска програма (m-файл).

Моделът на преобразувателя, реализиран с диференциалните уравнения (1), участва в програмата, като самата оптимизация се извършва с командата fminbnd [15].

```
v=fminbnd(@FunOptim,5e-6,5e-5,options);
```

В тази програма диференциалните уравнения са вградени във функцията FunOptim и се решават по метода ode45. Точките, представляващи обвивката на u_C, се отделят от решението на u_C с помощта на специално разработен код. Интеграл (2) се заменя със сумата от квадрати на разликите между точките на обвивката wrap(u_C) и еталонната обвивка $u_{C,ref}$.

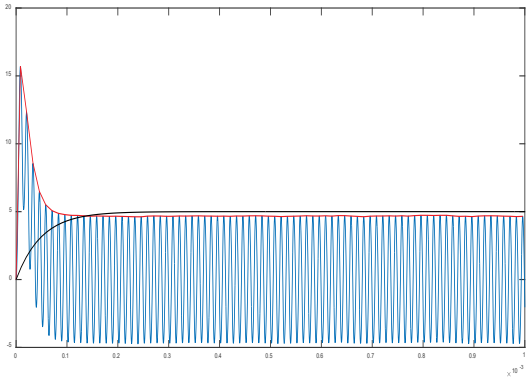
Резултатът от изпълнението на програмата е показано на фигура 3.

```
 Func-count     x          f(x)         Procedure
    1   2.21885e-005      388.289       initial

Optimization terminated:
 the current x satisfies the termination criteria using OPTIONS.TolX of 1.000000e-004


C =

   2.2188e-005


L =

   4.5068e-006
```

Фигура 3 *Краен резултат от изпълнението на програмата*

След изпълнението на програмата се получава следният резултат за стойностите на резонансите елементи: C = 2.2188e-05, а индуктивността се пресмята от условието $LC = const$, т.е. L = 4.5068e-06. Следващата стъпка, за решаване на поставената задача е да се провери дали получените стойности за индуктивността и капацитета са оптимални и удовлетворяват ли поставените в оптимизационната задача условия.

С така намерените оптимални стойности за L и C са симулирани графичните резултати показани на фигура 4. От фигурата се виждат няколко съществени неща. Първо успешно е намалена пиковата стойност на напрежението на резонансния кондензатор по време на преходният процес. Намалена също така и самата продължителност на преходният процес. В установеният процес разликата между обвивката на u_C и еталонната крива е минимизирана. Това показва, че използваният математически способ за оптимизация довежда до търсените удовлетворителни крайни резултати.



Фигура 4 *Графика на резултатите, при използване на оптималните стойности на L и C*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В резултат на представените изследвания и реализираната на базата на модела оптимизация на конкретно силово електронно устройство са направени следните изводи:

1. Използването на средствата за математическо моделиране и разработване на специализирани модели позволява решаване на проблемите на оптимизацията при проектирането на силови електронни устройства и системи, като по този начин се осигурява оптималната работа на самите устройства, вече в процеса на проектиране;

2. Използването на базирана на модели оптимизация решава различни задачи за оптимизация на етапа на проектиране, което е важно за комерсиализацията и прототипирането на силови електронни устройства и системи с различни приложения.

Представеното изследване не отрича а развива съществуващите методики за проектиране, като получените на тяхна база стойности на схемните елементи са отправна точка за тяхното оптимално определяна при задаването на различни ограничения и целеви функции. Разбира се оптимизацията

не може да реши напълно задачата за недопускане на пренапрежения и свръхтокове по време на преходните процеси, но се явява един добър инструмент за постигане на максимума на възможностите на силовата схема, като по този начин се улеснява значително и синтеза и настройката на контролера.

REFERENCE

[1] Robert W. Maksimovic, Dragan Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Publisher: SPRINGER NATURE, Year: 2020, ISBN: 9783030438791,3030438791

[2] Issa Batarseh, Ahmad Harb, Power Electronics: Circuit Analysis and Design, Springer, Year: 2018, ISBN: 978-3-319-68365-2,978-3-319-68366-9

[3] Andrzej M. Trzynadlowski, Introduction to modern power electronics, ohn Wiley & Sons, Year: 2016, ISBN: 978-1-119-00321-2,1119003210

[4] Ned Mohan, Undeland, Tore M.; Robbins, William P., „Power Electronics - Converters, Applications, and Design (3rd Edi-tion)", © 2003 John Wiley & Sons.

[5] B. L. Dokić, B. Blanuša, "Power Electronics Converters and Regulators" - Third Edition, © Springer International Publishing, Switzerland 2015, ISBN 978-3-319-09401-4.

[6] G. Zinoviev, Fundamentals of Power Electronics - part II, Novosibirsk State University, Novosibirsk, Russia, 2004, (in Russian).

[7] X. Li, X. Zhang, F. Lin and F. Blaabjerg, "Artificial-Intelligence-Based Design (AI-D) for Circuit Parameters of Power Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, doi: 10.1109/TIE.2021.3088377.

[8] S. Zhao, F. Blaabjerg and H. Wang, "An Overview of Artificial Intelligence Applications for Power Electronics," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 4, pp. 4633-4658, April 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3024914

[9] E. Popov, "Computer Aided Design of Power Electronic Devices - Solved Examples", Publishing Technical University of Sofia, pp. 24-32, 2014. (in Bulgarian).

[10] Branch, M.A., T.F. Coleman, and Y. Li, "A Subspace, Interior, and Conjugate Gradient Method for Large-Scale Bound-Constrained Minimization Problems," SIAM Journal on Scientific Computing, Vol. 21, Number 1, pp 1-23, 1999.

[11] Byrd, R.H., R.B. Schnabel, and G.A. Shultz, "Approximate Solution of the Trust Region Problem by Minimization over Two-Dimensional Subspaces," Mathematical Programming, Vol. 40, pp 247-263, 1988.

[12] Coleman, T.F. and Y. Li, "On the Convergence of Reflective Newton Methods for Large-Scale Nonlinear Minimization Subject to Bounds," Mathematical Programming, Vol. 67, Number 2, pp 189-224, 1994.

[13] Coleman, T.F. and Y. Li, "An Interior, Trust Region Approach for Nonlinear Minimization Subject to Bounds," SIAM Journal on Optimization, Vol. 6, pp 418-445, 1996.

[14] Coleman, T.F. and Y. Li, "A Reflective Newton Method for Minimizing a Quadratic Function Subject to Bounds on some of the Variables," SIAM Journal on Optimization, Vol. 6, Number 4, pp 1040-1058, 1996

[15]MathWorks, MATLAB Optimization Toolbox™Users Guige, R2021a.

QUASI-DIGITAL CONSTANT DC CURRENT SENSOR

Aleksandar Žorić[1], Vladimir Rajović[2], Nikola Žorić[1]
[1] *Faculty of technical sciences-University of Priština, Serbia*
[2] *School of electrical engineering-University of Belgrade, Serbia*

Abstract
This article describes a solution of the constant DC current sensor with quasi-digital output and continuous auto-calibration measurement procedure. This solution is designed to be connected with a PC and it is based on the universal transducer interface UTI-03, resistive shunt and a general purpose 8-bit microcontroller. The results, obtained in the reference laboratory show a good agreement with the theoretical assumptions.

Keywords: quasi-digital, UTI-03, resistive shunt, calibration, microcontroller, LabView.

INTRODUCTION

Current measurement or current monitoring within electronic circuits is a frequent need in many types of applications. The measurement range, costs and performances, and the accuracy, are critical parameters during a current sensor choice [3, 4, 6]. The response time may also or may not be critical, depending on the application. Current measurements based on the resistive shunt are mainly the most accurate and fastest but for relative low current and with loss insertion [8]. Other current measurement techniques are based on the magnetic field measurement and on the current transformer.

Owing to the high resolution A/D converters, current sensors based on the resistive shunt can achieve high accuracy. However, such A/D converters are typically expensive and mainly slow [7].

This article represents a new approach of the designing current sensor with quasi-digital output signal, compatible with analog and digital domains. The high accuracy is achieved by applying the three signals technique which eliminates the first order errors such as offset error and gain error. For the realization of the current sensor is used universal transducer interface UTI-03, produced by the *Smartec* [1] and a general purpose 8-bit microcontroller.

UTI-03 INTERFACE

As has been said, the heart of the proposed current sensor represents selected universal transducer interface UTI-03 [1]. This dedicated integrated circuit is designed for connection with more types of sensors as capacitive and resistive sensors, resistive bridges, potentiometers and their combinations. The output of the UTI-03 is a period modulated signal consisting of three phases. Figure 1 shows the functional block diagram of the UTI-03 interface. Selection of any of the sixteen operating modes of the UTI-03 takes place by setting four mode-bits SL1 to SL4. The low-frequency interference is removed by an advanced chopping technique.

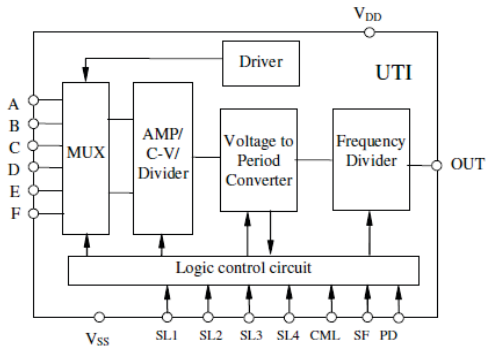


Fig. 1. *Functional block diagram of UTI-03 transducer interface.*

As can be seen in Fig. 1, main blocks of the interface are capacitance-to-voltage converter and voltage-to-period converter. Various analog sensing elements can be directly connected to the multiplexed nodes A to F, depending on selected operating mode. The UTI-03 outputs a microcontroller compatible period modulated signal and excitation signals to drive the sensing elements. The number of measurement phases in a complete output cycle depends on an operating mode of the UTI-03 and it varies between 3 and 5.

THREE-SIGNAL TECHNIQUE

This technique eliminates the unknown offset and the unknown gain of a linear system owing to the cognition of two reference signals. The UTI-03 interface outputs independent and consequent three up to five phases which make one measurement cycle [1], Figure 2,

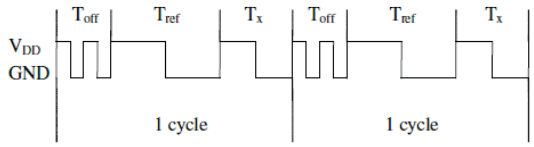


Fig. 2. *The output signal of the UTI-03 for a three-phase mode.*

where T_x is the period duration proportional to the unknown sensor parameter as resistivity for example, T_{ref} the period proportional to the known reference parameter and T_{off} double period proportional to the offset of the measurement system. The reference and unknown parameters should be the same nature, as for example voltage, capacitance, or resistivity.

If a system has linear transfer function in the form of:

$$M_i = kE_i + M_{off}$$

then for three different input values $E_1 = 0$, $E_2 = E_{ref}$ and $E_3 = E_x$

the three measured output values are

$$M_1 = M_{off}$$
$$M_2 = M_{ref} = kE_{ref} + M_{off}$$
$$M_3 = M_x = kE_x + M_{off}$$

The calculated ratio

$$M = \frac{M_3 - M_1}{M_2 - M_1} = \frac{M_x - M_{off}}{M_{ref} - M_{off}} = \frac{E_x}{E_{ref}}$$

eliminates the influence of unknown offset M_{off} and unknown gain k of the measurement system. In such a way the calculated value of M represents the ratio between the values of the unknown sensor element and the known reference element. The values of offset and gain can vary over the time but measuring system based on the UTI-03 is self calibrating.

The duration of one complete cycle of the UTI-03 output signal is about 10 ms when the UTI-03 working in the fast mode and about 100 ms in the slow mode. The better resolution and linearity are achieved in the slow mode.

The implementation of the three-signal technique requires a microcontroller, which is used to digitize the period-modulated UTI-03 output signals and perform the data storage and calculations.

DC VOLTAGE MEASUREMENT WITH THE UTI-03 IN THE OPERATING MODE 11 (IB2)

Despite the fact that the interface is designed as a transducer, by selecting the appropriate operating mode the UTI-03 can be efficiently used for accurate measurements of low voltages such as a voltage drop on the resistive shunt [1].

The operating mode 11 (ib2) of the UTI-03 interface has the goal of the voltage signal measurement from resistive bridge or platinum resistor [1], but the same mode can be slightly modified for the DC voltage measurement. This mode is similar with mode 5 (Pt) of the UTI-03 but instead four only three phases have to be measured, as in Figure 2. Figure 3 shows the way of connection the UTI-03 interface with the reference and unknown DC generator.

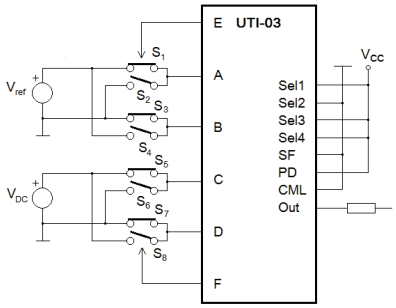


Fig. 3. *Simplified scheme of the UTI-03 interface in the mode 11 for DC voltage measurement.*

The switches S_1 to S_8 form a chopping for the measured voltage signals and they are controlled by the driving signals from pins *E* and *F*. The voltage V_{EF} is bipolar square wave with amplitude V_{DD} at ¼ of the internal oscillator frequency. In practice, only one signal from node E or F should be used. The resolution and accuracy for the voltage signal measurement could be 13 bits and 11 bits, respectively. The DC voltage signal is obtained from equation

$$V_{DC} = \frac{T_{CD} - T_{off}}{T_{AB} - T_{off}} V_{ref} = \frac{T_x - T_{off}}{T_{ref} - T_{off}} V_{ref} \qquad (1)$$

In according with the producer specifications, the reference voltage should be up to 200 mV as well as the unknown DC voltage.

As shown in (1) V_{ref} must have a good long term stability due to the fact V_{DC} is given as a fraction of V_{ref}. This low V_{ref} can easely be made by a normal bandgap reference and a resistor divider.

CURRENT SENSOR ARCHITECTURE

The proposed current sensor is intended for the constant DC current measurement up to 100A. It consists of the three parts: DC resistive shunt of 1mΩ [2], measuring module and microcontroller. The task of the measuring module is the generation of the measuring phases using the UTI-03 interface and additional electronics to configure the interface in Ib2 mode (mode 11). A voltage drop on the resistive shunt, converted into the quasi-digital signal, is processed using the microcontroller and the result is delivered to the PC. The detailed scheme of the measuring module is shown in Figure 4.

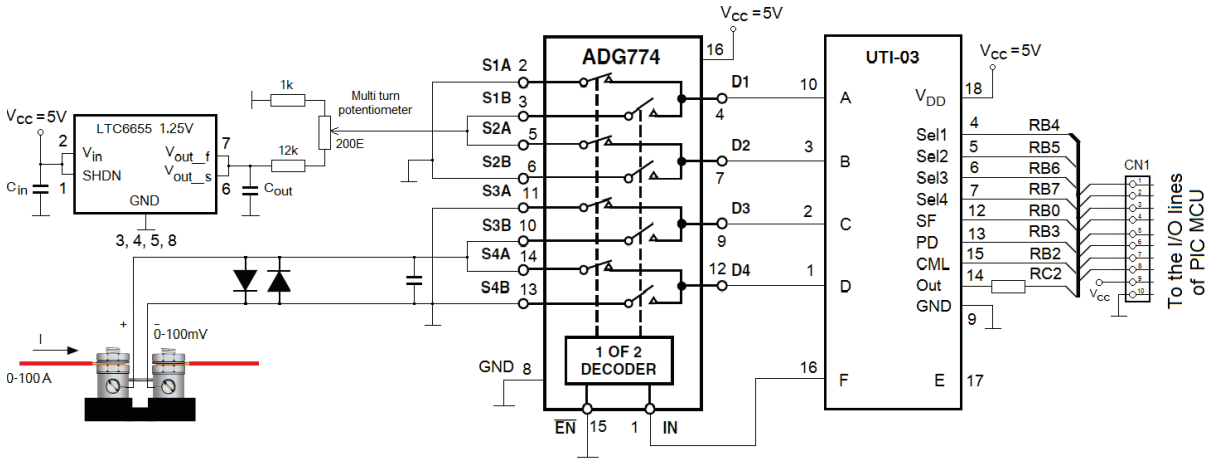


***Fig. 4**. Detailed scheme of the measuring module with the DC resistive shunt.*

As mentioned above, dominant influence on the accuracy and repeatability of the measurement has the accuracy and stability of the voltage reference, as can be seen from the expression of the relative measurement error of the DC voltage (2)

$$\frac{\partial V_{DC}}{V_{DC}} = \frac{\partial V_{ref}}{V_{ref}} + \frac{\partial\left(T_x - T_{off}\right)}{\left(T_x - T_{off}\right)} - \frac{\partial\left(T_{ref} - T_{off}\right)}{\left(T_{ref} - T_{off}\right)} \qquad (2)$$

Because of that, the special care is dedicated to the proper selection of voltage reference.

As can be seen from Figure 4, the reference voltage is implemented by the careful selection of the low noise, low drift and precision bandgap voltage reference-LTC6655 and by the fine tuning voltage divider. This bandgap voltage reference has the temperature drift of the output voltage of 2 ppm/^{0}C or 2.5 μV/^{0}C, while the output voltage accuracy amounts ±0.025 % or ±312.5 μV. By the multi turn trimmer potentiometer, the voltage on its wiper is trimmed to 100.00 mV exactly.

In order to reduce the effect of the lead wire and the switch ON resistance, the analog switch with low leakage current should be used. The ADG774, comprising four 2/1 multiplexer/demultiplexers, with the very flat ON resistance profile over the full analog input range and with the bandwidth greater than 200MHz is selected in this solution. Such selection guarantees very fast chopping for the measured voltages using only one control

signal from the node F of the UTI-03 as in the Figure 4. At the end, the heart of the measuring module - UTI-03 chip is used for the conversion of the small voltage drop on the resistive shunt into the quasi-digital, microcontroller compatible output signal. Moreover, the same chip together with microcontroller is used for the continuous auto-calibration of the measurement procedure.

The selected resistive shunt is a DC shunt with the nominal resistance of 1 mΩ at 25 ^{0}C and the tolerance of ±0.25 % or ±2.5 μΩ. A highly stable (±15ppm/^{0}C or ±15 nΩ/^{0}C) manganin sensing-element provides a wide –40^{0}C to 60^{0}C operating temperature range [2, 8]. Because of their inherent added series inductance the frequency response of the device is limited. In order to provide protection of the device from high voltage transients, two opposite fast diodes are incorporated as in the Figure 4.

The main task of the microcontroller PIC18F2550 (Microchip) is the quantization of the measurement phases, i.e. digitizing the period-modulated UTI-03 output signals, the data storage and calculations. The ECCP module of the microcontroller in the capture mode is utilized for implementation of standard direct counting method of frequency-to-code conversion. The next task of the microcontroller is establishment of the serial communication with a IBM compatible PC. The integrated USB V2.0 periphery of the microcontroller using the appropriate driver is utilized for the conversion USB to UART. In that way the simple protocol is enabled between the current sensor and a PC. Figure 5 shows the microcontroller connected with the connectors CN1 and miniUSB. HSPLL quartz crystal oscillator with PLL enabled and with primary clock up to 48 MHz is selected.

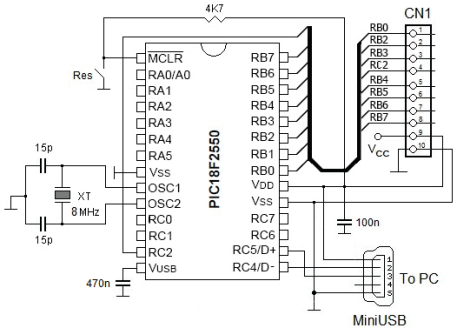


***Fig. 5**. The microcontroller PIC18F2550 as the part of the current sensor.*

THE FIRMWARE AND PC APPLICATION

The firmware is written using the CCS (*Custom Computer Services*) C compiler IDE. The ECCP module of the microcontroller captures the 16-bit value of the timer 1 module every time when a rising edge occurs on the corresponding input of the ECCP module connected to the UTI-03 output. The timer 1 overflows are recorded as the content of the highest word of the 32-bit timer in the timer 1 interrupt routine. The second interrupt routine is the CCP1 routine which stores eight states of the 32-bit timer for eight rising edges of the input pulses. In that way, the seven periods measurements are made. Such approach guarantees the measurement of a full measurement cycle, consisting of three phases, regardless of the initial rising edge of the pulses which may be arbitrary.

The main function starts in the do-while loop when receives a character from the PC application. By enabling the interrupts, the counting of eight rising edges of the pulses begins. After calculation of the duration of seven periods, the identification of the starting period is performed. Then, by knowing the reference voltage and shunt resistance, the current intensity is calculated and sends to the PC application. After that, the main function disables the interrupts, restarts variables and returns on the top of the do-while loop where waits for a new character reception.

The PC application is implemented using the LabWindows CVI 9.0. It is the simple application for the current intensity presentment in the analog and digital form, as shown in Figure 6.

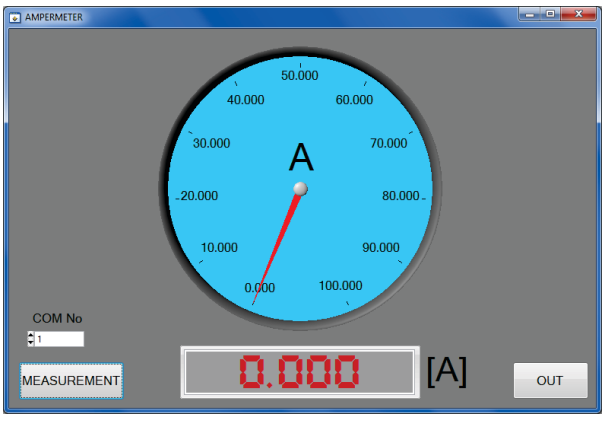


***Fig. 6.** The PC application.*

After selection the serial port number, by pressing the button 'MEASUREMENT' the application sends a character to the current sensor and then gets the current intensity string which converts to the float number. Such number will be displayed to the analog and digital ampermeter. The application will be closed by pressing the button 'OUT'.

RESULTS

Checking the accuracy of the proposed current sensor is done in the reference laboratory of the Electrical Engineering Institute Nikola Tesla in Belgrade on two ways. A simple test procedure is based on the variable source of the DC voltage in the range from 0 mV to 100 mV which serves for emulation the voltage drop on the resistive shunt. The changes of this voltage are measured using precision digital voltmeter (4+4/5 digits) with resolutions of 1 μV in the range up to 50 mV and 10 μV in the range from 50 mV to 100 mV. By comparing the measured values with the readings from the PC application, the absolute and relative measurement error is obtained, Figure 7a and 7b.

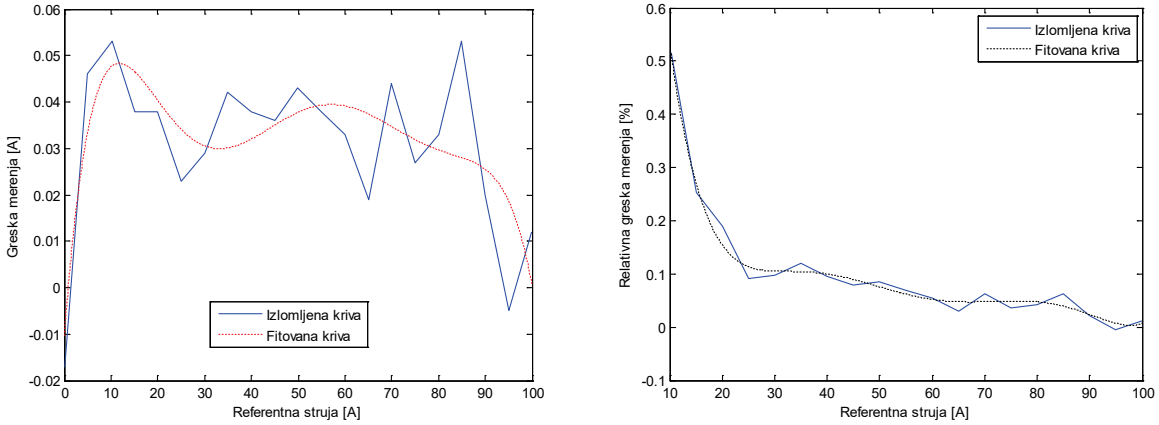


Fig. 7. *The experimental and fitted curves of the: a) absolute error b) relative error, obtained during simple test procedure.*

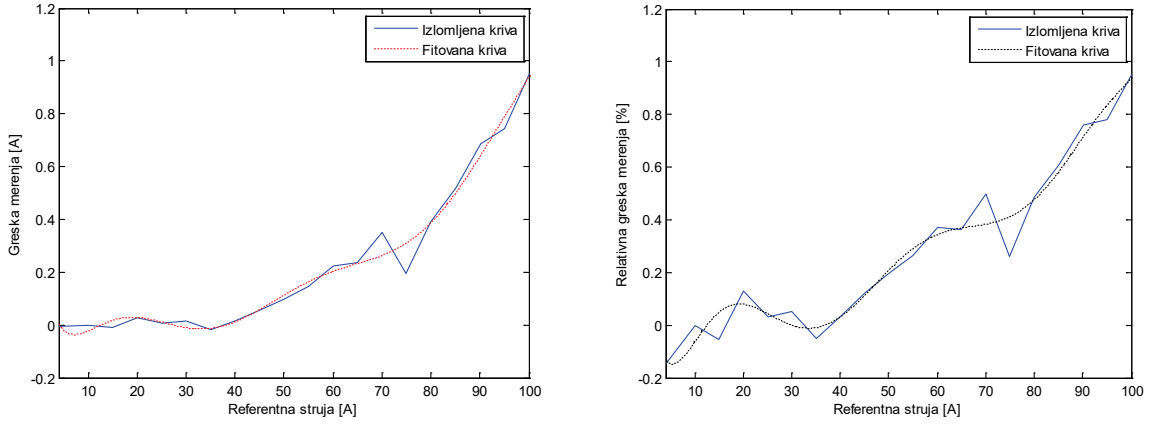


Fig. 8. *The experimental and fitted curves of the: a) absolute error b) relative error, obtained for continuous current excitation of the resistive shunt.*

The obtained absolute measurement error is in the range from 17 mA to 53 mA. It corresponds to the class of accuracy of 0.053%.

The second testing is executed under the real conditions when through the resistive shunt flows the continuous current. The stable DC current generator for the current range

from 4 A to 100 A, manufactured by the Electrical Engineering Institute Nikola Tesla in Belgrade and traceable to the measurement standards of the Institute Nikola Tesla, is utilized in experiment. The secondary standard resistor of 1 mΩ, produced by the Otto Wolf and traceable to the national measurement standards of Serbia as well as the FLUKE multimeter, traceable to the measurement standards of the Institute Nikola Tesla are also used in experiment. The current intensity is tuning continuously with the approximate step of about 5A. The measurement errors are obtained by comparing the reference current readings from the digital voltmeter (the voltage drop on the standard resistor of 1 mΩ) as well as the readings from the PC application, Figure 8a and 8b.

As can be seen from Figures 8a and 8b, the measurement error increases at larger current intensities, approximate over 50A. Namely, because of the continuous current excitation, the increase of the measurement error in the upper half of the measuring range is the result of increase of self-heating of the resistive shunt due to increased dissipation, as well as relatively low upper limit of operating temperature of the shunt of just 60 ^{0}C.

The relative measurement error is less than 0.2% for the currents up to 50A, while over this margin it increases rapidly. At the end of the measuring range, the relative error reaches the value of about 0.95%. In accordance with the producer specification, if continuous current is required, a shunt must only be allowed to carry 2/3 of its maximum nameplate amperage. The 2/3 derating factor provides an adequate safety margin for convection cooled shunts operating in an ambient temperature of +25°C. At an elevated ambient temperature the allowed current is even less than 2/3 of nameplate amperage.

Better results may be expected in the case of intermittent current excitation of the shunt and therefore less self heating.

CONCLUSION

The new measurement concept for the current sensors based on the resistive shunt is analyzed in this paper. The realized sensor is based on the UTI-03 interface with quasi-digital output and microcontroller. Despite the fact that the interface is designed as a transducer, by selecting the appropriate operating mode the UTI-03 can be efficiently used for accurate measurements of low voltages such as a voltage drop on the resistive shunt.

Due to the continuous self calibration procedure, which uses three-phase technique for offset and gain error eliminating, greater measurement accuracy is achieved.

The described solution is suitable for intermittent constant DC current measurement or for continuous current less than or equal to 2/3 of maximum nameplate amperage of the shunt.

Further improvement of the accuracy and the measuring range increase may be expected by a fan installation near the shunt in order to decreasing its self heating.

REFERENCE

[1] *Universal Transducer Interface (UTI)-Application note of UTI-datasheet,* Smartec 1998, www.smartec.nl.

[2] *Murata Power Solutions 50mV and 100mV Base-mounted DC shunts-datasheet,* www.murata-ps.com/support, 2013.

[3] G. Rietveld, J. H. N. van der Beek, and E. Houtzager, ‘‘Accurate DC current ratio measurements for primary currents up to 600 a,’’ IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 64, no. 11, pp. 3055–3061, Nov. 2015. www.linear.com.

[4] Peter Abiodun Bode: *Current measurement applications handbook,* Zetex Semiconductors, Issue 5, January 2008, www.zetex.com.

[5] N. Wang, Z. Zhang, Z. Li, Q. He, F. Lin, and Y. Lu, ‘‘Design and characterization of a low-cost self-oscillating fluxgate transducer for precision measurement of high-current,’’ IEEE Sensors J., vol. 16, no. 9, pp. 2971–2981, May 2016.

[6] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H.-C. Iu, and L. J. Borle, ‘‘Current sensing techniques: A review,’’ IEEE Sensors J., vol. 9, no. 4, pp. 354–376, Apr. 2009.

[7] D. F. Wang, H. Liu, X. Li, Y. Li, W. Xian, T. Kobayashi, T. Itoh, and R. Meada, ‘‘Passive MEMS DC electric current sensor: Part II–

experimental verifications,'' IEEE Sensors J., vol. 17, no. 5, pp. 1238–1245, Mar. 2017.
[8] F. Pan, Y. Xu, X. Xiao, K. Xu, and S. Ren, ''Characteristic analysis of shunt for high voltage direct current measurement,'' Measurement, vol. 45, no. 3, pp. 597–603, Apr. 2012.

БЕЗКОНТАКТНО УСТРОЙСТВО ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ ПОСОКАТА НА ВЪРТЕНЕ

С.В. Лозанова[1], М.Л. Ралчев[1]
[1] Институт по роботика при Българска Академия на Науките
Ул. "Акад. Г. Бончев", бл.2, София 1113, България
Email: lozanovasi@abv.bg

CONTACTLESS DEVICE FOR DETERMINING THE DIRECTION OF ROTATION

S.V. Lozanova[1], M.L. Ralchev[1]
[1] Institute of Robotics at Bulgarian Academy of Sciences
"Acad. G. Bonchev" Str., Bl.2, Sofia 1113, Bulgaria
Email: lozanovasi@abv.bg

Abstract

Contactless device for determining the direction of rotation of shafts, containing a multipolar magnetic system (actuator) in the ring form and digital Hall circuit, is investigated. An alternating sequence of identical in shape and induction north (N) and south poles (S), as well as neutral zones (nu) are located on ring periphery. The digital integrated Hall is located near to the actuator. The sensor chip contains an analog orthogonal Hall element and electronic module with one input and one output for converting the Hall signal into digital one. The Hall output is connected to the input of the module. The direction of rotation of the actuator - clockwise or counterclockwise is determined by the very different characteristics and type of the digital module output voltage. This new device possesses universal applicability in contactless automation, robotics, energetic plants, etc.

Keywords: Digital Hall sensor circuitry; contactless automation; crankshaft direction of rotation; magnetic modulator system.

ВЪВЕДЕНИЕ

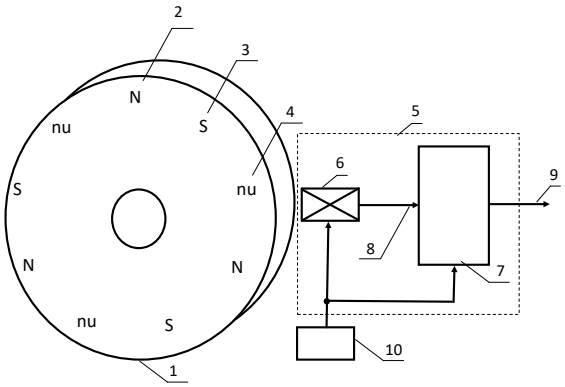
Роботиката, безконтактната автоматика, точното машиностроене, енергетиката, електропроизводството, автомобилостроенето, и др. са ключови приложения на сензориката на магнитното поле. В основата на тази технология на управление е промяна във взаимното разположение на магнитна система и преобразувател на магнитно поле - полупроводников елемент на Хол, магнитотранзистор, рид-реле, магнитодиод, магниторезистор, и др. В опростен вид най-често се използва линейно преместване на единичен постоянен магнит със съответна конфигурация на двата полюса, прикрепен неподвижно към обект, част от конкретен процес в производството. В резултат напрежението на Хол е функция от големината на механичното преместване. Цифровизацията на автоматичното управление изисква съществено по-сложни магнитни системи, известни като модулаторни или актуаторни. В индустриалния сектор най-разпространени са машините, генериращи въртеливо движение, на което се контролират характеристики като скорост и посока на въртене, времетраене и реверсиране на процеса и др. Независимо от прогреса в безконтактното управление, включително и с елементи на изкуствен интелект, един от неизяснените в достатъчна степен проблеми на автоматизацията е определянето на посоката на въртене на валове, турбини, електромотори и др. Използваните за целта решения съдържат монтирана на вал многополюсна магнитна система във вид на ринг,

по периферията на който еквидистантно са разположени еднакви по форма и индукция северни (N) и южни (S) полюси, редуващи се последователно ... – N – S – N – S ... и т. н. В близост до периферията на този рингов магнит и на фиксирано разстояние от него има две интегрални схеми на Хол с цифрови изходи. Те съдържат аналогови четириконтактни микросензори на Хол, изходите на които са свързани с входовете на модули за преобразуване на сензорния сигнал в цифров вид. Важно изискване е интегралните схеми да са разположени с висока точност една спрямо друга на разстояние ½ от размера на който и да е от полюсите N или S. Тригерното превключване на изходните нива *max – min* се осъществява от преминаващите полюси на въртящата се магнитна система, като цифровите сигнали са дефазирани на 90 градуса. Изходите на интегралните схеми на Хол са свързани с електронен блок с два входа и един изход. Посоката на въртене на магнитния актуатор – по часовниковата стрелка или обратно на нея се определя по характеристиките и формата на изходния сигнал, [1-5].

Недостатък на устройството е често възникващата грешка в установяване посоката на въртене на вала с магнитната система в резултат на ограничените възможности за високоточен монтаж на интегралните схеми на Хол една спрямо друга и на нужното фиксирано разстояние от ринга. Друг проблем е усложнената конструкция, изискваща задължително две идентични интегрални схеми с цифрови изходи, определени чрез предварителен подбор. От значение е комплицираната схемотехника - необходимост на два канала за връзка на интегралните схеми с допълнителния електронен блок за обработка и дигитализиране на двата аналогови сигнали от сензорите на Хол. В настоящата статия е предложено ново безконтактно устройство за определяне посоката на въртене с индустриална приложимост, в което посочените проблеми са преодолени.

КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

Иновативната задача е реализиране на механизъм за определяне посоката на въртене на валове с минимална грешка и опростена конструкция и схемотехника. На Фигура 1 е показано устройството. То съдържа въртящ се многополюсен магнит 1 във вид на ринг, по периферията на който са разположени по един и същ брой еднакви по форма и индукция северни (N) 2 и южни полюси (S) 3, както и неутрални зони (*nu*) 4, несъдържащи магнити.



***Фиг. 1**. Конструкция на устройството за определяне посоката на въртене (обозначенията са указани в текста)*

Последователното им редуване е както следва: северен 2, южен полюс 3, неутрална зона 4, северен 2, южен полюс 3, неутрална зона 4 и т. н. (... N, S, *nu*, N, S, *nu*,…). В близост до периферията на магнитната модулаторна система 1 е монтирана една интегрална схема на Хол 5, състояща се от аналогов сензор на Хол 6 и модул 7 за преобразуване на сензорния сигнал в цифров с един вход 8 и един изход 9, съединена с токоизточник 10. Изходът на аналоговия сензор 6 е свързан с входа 8 на модула 7, като цифровият изход 9 е изход на устройството. Посоката на въртене на ринга 1 – по часовниковата стрелка или обратно на нея се определя по характеристиките и вида на изходния сигнал на устройството.

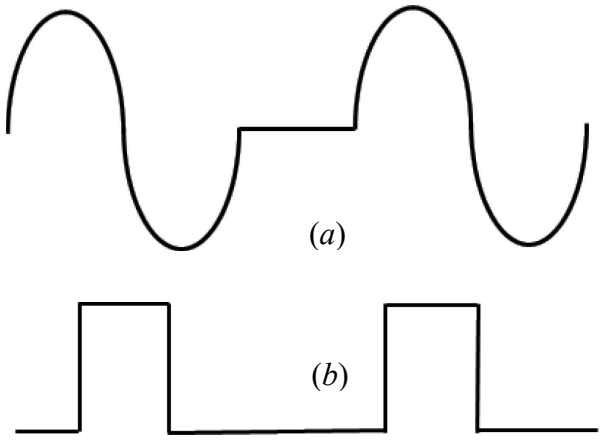
РЕАЛИЗАЦИЯ НА УСТРОЙСТВОТО

Заложеният принцип на функциониране на системата от Фиг. 1 е безконтактното определяне на специфичното разположение на магнити ... N-S-N-S... чрез изходното напрежение на интегралната схема 5. Тя съдържа аналогов с ортогонално активизиране четириконтактен елемент на Хол 6, из-

ходният сигнал на който е линейна и полярна функция от стойността и посоката на магнитното поле ***B***, [2-7]. Напрежението от аналоговия сензор 6 постъпва на входа 8 на интегрирания в същия силициев чип електронен модул 7, съдържащ диференциален усилвател, компаратори и тригери. Аналоговият Холов сигнал се обработва и преобразува в цифров вид, при което на изхода 9 се формира цифров сигнал, съдържащ две възможни нива – високо *max* и ниско *min*. В отсъствие на магнитно поле, $B = 0$, изходното напрежение на аналоговия сензор 6 е със стойност, равна на половината от подаденото на него захранващо напрежение от токоизточника 10, т.е. генерира се средното ниво. Тази ситуация се реализира, когато при въртенето на актуатора 1, срещу цифровата интегрална схема на Хол 5 преминава неутралната зона *пи* 4, Фиг. 1. Актуаторната система 1 се осъществява чрез формиране на относително тънък цилиндричен блок от немагнитен материал или компаунд по технология 3D принтиране, по периферията на който се разполагат отделните магнити, Фиг. 1. Като магнити е целесъобразно да се използват такива с висока коерцетивна сила H от тип Alnico 5H или Alnico 8H. В някои от приложенията са необходими суперсилните магнити тип SmCo28H. В иновацията могат да се приложат тригерни схеми от тип A 3421 и A 3422 на Allegro Microsyst., съдържащи и необходимата логика за подпомагане установяването посоката на въртене. Също удачно е приложението и на IC схема MLX90224 на Melexis Corp. В случаите на дискретна реализация на електронния модул 5 като аналогови сензори на Хол 6 могат да се използват както елементи с ортогонална активация, така и преобразуватели с равнинна магниточувствителност – например с три, четири, пет, шест и повече омични контакти, [2,6,7].

ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ПОСОКАТА НА ВЪРТЕНЕ

При въртене на магнитомодулаторната система 1, когато срещу активната повърхност на сензора на Хол 6 премине единият от магнитните полюси (например, северния N 2), изходният сигнал от елемента 6 е с форма, подобна на отрицателна синусоидна полувълна, разположена изцяло под средното ниво. Ако при въртенето на ринга 1 срещу повърхността на елемента на Хол 6 премине другият магнитен полюс (южният S 3), изходният сигнал от него е с форма, подобна на положителна синусоидна полувълна, която е разположена изцяло над средното ниво. При завъртане на актуатора 1 в едната от двете възможни посоки – например по часовниковата стрелка, срещу активната повърхност на елемента 6 магнитните полюси ... – N – S – N – S ... преминават последователно в строго определен ред – неутрална зона 4 - южен полюс 3 - северен полюс 2 – неутрална зона 4 – южен полюс 3 – северен полюс 2 и т. н (... *пи*-S-N-*пи*-S-N…).

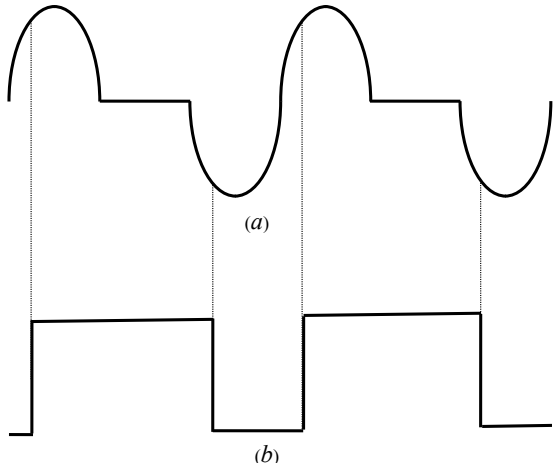


Фиг. 2*. Изходни сигнали на аналоговия сензор на Хол - (a) и на дигиталното устройство 7 - (b), по които еднозначно се определя посоката на въртене – по часовниковата стрелка.*

При това на изхода на аналоговия сензор 6 се формира сигнал, показан на Фиг. 2(a), съдържащ последователност от различни криви, съответстващи на реда, в който полюсите 1 преминават срещу повърхността на сензора на Хол 6. Последователността е следната: отсечка със средно ниво – положителна синусоидна полувълна над средното ниво – отрицателна синусоидна полувълна под средното ниво – отсечка със средно ниво – положителна синусоидна полувълна над средното ниво – отрицателна синусоидна полувълна под средното ниво и т. н.

При завъртане на актуатора 1 в другата възможна посока (противоположната) –

против часовниковата стрелка, срещу активната повърхност на сензора на Хол 6 магнитните полюси на системата 1 преминават също последователно в строго определен ред, който обаче съществено се отличава от предишния: неутрална зона 4 – северен полюс 2 – южен полюс 3 – неутрална зона 4 – северен полюс 2 – южен полюс 3 и т. н (... *пи*-N-S-*пи*-N-S…).



***Фиг. 3**. Изходни сигнали на аналоговия сензор на Хол - (a) и на дигиталното устройство 7 - (b), по които еднозначно се определя посоката на въртене – обратно на часовниковата стрелка*

При това на изхода на сензора на Хол 6 се формира напрежение, показано на Фиг. 3(a). Последователността от изходните криви, съответстващи на реда, в който магнитните полюси на модулатора 1 преминават срещу активната повърхност на сензора 6 е както следва: отсечка със средно ниво – отрицателна синусоидна полувълна под средното ниво – положителна синусоидна полувълна над средното ниво – отсечка със средно ниво – отрицателна синусоидна полувълна под средното ниво – положителна синусоидна полувълна над средното ниво и т. н. Следователно на всяка от двете възможни посоки на въртене на актуаторната система 1 по- или против- часовниковата стрелка съответства изходен сигнал от сензора 6 с точно определен вид (форма). Тези два изходни сигнала (за всяка от двете възможни посоки на въртене), показани на Фиг. 2(a) и Фиг. 3(a) се отличават съществено по вида си един от друг, което не се наблюдава в известното решение, [1,3,4]. Следователно формата на изходния сигнал от елемента на Хол 6 съдържа точната информация за посоката на въртене на ринга с магнитите 1.

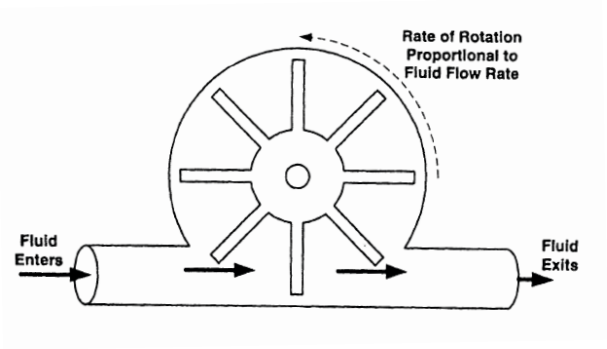
Съгласно описаната по-горе схемна реализация, при подходящ подбор на праговите напрежения на компараторите от електронния модул 7, за едната възможна посока на въртене на модулатора 1 се формира периодичен правоъгълен сигнал с коефициент на запълване на импулсите 1/3, показан на Фиг. 2(b). За другата възможна посока (противоположна на първата) на въртене на актуатора 1 се формира периодичен правоъгълен сигнал с коефициент на запълване на импулсите 2/3, показан на Фиг. 3(b). По този начин, контролирайки на изхода 9 на устройството 7 това напрежение чрез осцилоскоп (или чрез измерване на средната му стойност с волтметър), може електронно да се идентифицира посоката на въртене. При изходен сигнал 9 с коефициент на запълване на импулсите 2/3, средната стойност на изходното напрежение 9 е два пъти по-висока, отколкото при изходен сигнал 9 с коефициент на запълване на импулсите 1/3. Това позволява еднозначно да бъде идентефицирана посоката на въртене по измереното постоянно напрежение на цифровия изход 9.

ПРИЛОЖИМОСТ НА УСТРОЙСТВОТО

Приложимостта на устройството от Фиг. 1 се определя от постигнатите предимства по отношение на известното решение. При определяне посоката на въртене грешката в регистриране на посоката е минимална в резултат от опростената конструкция, използваща само една интегрална схема на Хол. Тя се монтира срещу периферията на ринг-магнита 1, Фиг. 1, без необходимост от прецизно установяване спрямо определен маркер/маркери. С помощта на опростената схемотехника отпада необходимостта от използване на допълнителен електронен блок с два входа и един изход за обработка на два сензорни сигнала за извличане на информацията от тях за посоката на въртене. Намаленият брой компоненти в конструкцията и произтичащите от това редуцирани връзки между тях повишава

надеждността при определяне посоката на въртене за целите на индустриалните приложения.

Тези преимущества са свързани с иновативната рингова конфигурация на актуаторната система 1 с вградените в нея неутрални зони *пи* 4. В резултат на изхода 9 на устройството се формират два ясно различими по своите характеристики и форма изходни сигнала, от които да се извлече еднозначна информация за посоката на въртене на ринг-магнита 1. Тъй като "идентификацията" на посоката на въртене е заложена в магнитомодулаторната система (многополюсния магнит 1 с включени по периферията му допълнителни неутрални зони *пи* 4), грешката е драстично намалена. От ключово значение на новото решение е, че се използва само една цифрова интегрална схема на Хол 5, което не изисква специален високоточен монтаж спрямо магнитния актуатор 1.



***Фиг. 4**. Лопаткова магнито-модулаторна система за измерване дебита и количеството на лесно запалими флуиди – бензин, нефт, метан, съгласно* [1].

Предложеното устройство за определяне посоката на въртене на валове има широка гама от приложения. Едно от тях, привличащо специално внимание, е флоуметър за измерване дебита и количеството на лесно запалими флуиди – бензин, нефт, метан, особено актуален в дейността на бензиностанции, танкери с гориво, добива на нефт и др. Предимство в този случай е, че горивните течности нямат никакъв контакт с електрически вериги, като цялата електроника е изнесена извън проточните тръби. Контактът е само с ринг-магнитната система 1, която е разположена на лопатно колело което се задвижва от преминаващата течност или газ, Фиг. 4, [1].

Високата ефективност на предложеното решение зависи също от стойността на генерираното нееднородно магнитно поле $\nabla \boldsymbol{B}$, топологията на което е свързана с въртеливото движение на актуатора 1, Фиг.1. За тази цел е проектирана и конструирана магнитомодулаторна система 1, магнитите ...N-S... в която са заменени с конфигурация, съдържаща двойки магнити, генериращи около два пъти по-силна остатъчна индукция B_C. Този резултат е постигнат с два обикновени и леснодостъпни постоянни магнита от бариев ферит $BaO(Fe2O_3)_6$ с индукция $B_C \approx 0.1$ T. В нашия случай характерната особеност е, че еднаквите магнити са непосредствено съединени с едноименните си полюси, например N_1-N_2 или S_1-S_2, противно на известните решения в които двойките магнити са ориентирани или съединени един с друг с разноименните си полюси N-S. Тази нестандартна конфигурация е разположена върху цилиндричния немагнитен ринг, Фиг.1. При непосредственото свързване на полюси N_1-N_2 (или S_1-S_2) се постига практически удвояване на магнитните силови линии (потоците $\boldsymbol{\Phi}_1$ **и** $\boldsymbol{\Phi}_2$) по съединителната зона на магнитите, [2,6]. По тази причина изходният сигнал 9 е достатъчно усилен от конструкцията. Експерименти с прототипи доказаха целесъобразността на тази актуаторна конфигурация 1 в определяне посоката на въртене на валове.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложеното устройство освен оригиналната конструкция, представлява базова платформа за експериментиране на различни безконтактни решения, съдържащи модулаторни магнитни системи за целите на автоматизацията. Този гъвкав подход предоставя възможност за оптимизиране на конкретни разработки за индустриални приложения в електротехниката, автомобилостроенето, енергетиката и др.

Изследванията са осъществени със съдействието на Националния център за компетентност
QUASAR № BG05M2OP001-1.002-0006

REFERENCE

[1] Ramsden Ed. Hall-Effect Sensors: Theory and Application, Amsterdam, Second Edition, Elsevier, 2006.

[2] Roumenin C.S. Solid State Magnetic Sensors, Amsterdam, Elsevier, 1994.

[3] Wilson J. Sensor Technology Handbook, Amsterdam, Elsevier, 2004.

[4] Boyes W. Instrumentation Reference Book, Amsterdam, Elsevier, 2009.

[5] Sinclair I. Sensors and Transducers, Amsterdam, Elsevier, Third Edition, 2001.

[6] Roumenin C. Microsensors for magnetic field, Chapter 9, in MEMS – a practical guide to design, analysis and applications, ed. by J. Korvink and O. Paul, New York, William Andrew Publ., USA, 2006, pp. 453-523.

[7] Vanha R.S. Rotary Switch and Current Monitor by Hall-Based Microsysytems, PEL, ETH Zurich, 1999.

НАПРАВЛЕНИЕ 3

КОМУНИКАЦИОННА ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

SESSION 3

COMMUNICATION ENGINEERING AND TECHNOLOGIES

ИЗМЕРВАНЕ НА ЕМП С ИЗПОЛЗВАНЕ НА МНОГООБОРОТНА РОТАЦИЯ НА СКАНИРАЩАТА АНТЕНА

Климент Ангелов[1], Христо Христов[2]
[1,2] Технически университет – София

EMF MEASUREMENT USING MULTI-TURN ROTATION OF THE SCANNING ANTENNA

Kliment Angelov[1], Hristo Hristov[2]
[1,2] Technical university of Sofia

Abstract

In this study an innovative method for EMF measurements in the environment using multiple rotation with constant speed of the scanning antenna has been presented. The theoretical basis and the principal algorithm for processing the periodically repetitive signal during the scanning has been described. Some conclusions for future improvement of the method have also been discussed.

Keywords: EMC, Antenna Measurements, Multi-turn Scanning.

ВЪВЕДЕНИЕ

В динамичното и технологично наситено ежедневие натовареността на ефира е сериозна. Понастоящем работят значимо множество от безжични комуникационни технологии [1][2][3] (напр. 2G, 3G, 4G, 5G, DAB, DVB-T, WiMax, WiFi, LoRa и т.н.), които излъчват свободни електромагнитни вълни (ЕМВ), а освен тях има и други некомуникационни източници на електромагнитни полета (ЕМП) с емисии в различни честотни обхвати. Всичко това води до усложняване на електромагнитната обстановка и съответно до необходимост от добро планиране и оптимално управление на този стратегически ресурс. При всички положения е необходимо и контрол на електромагнитните излъчвания (ЕМИ), което може да се извърши чрез измервания.

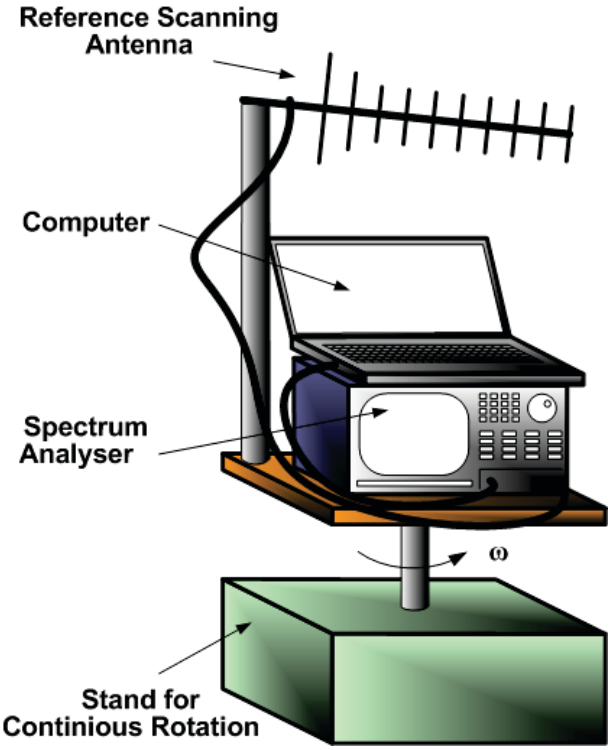
За измерване на ЕМП се използват различни подходи, общото между които е необходимостта от измервателна апаратура и еталонна сканираща антена. В зависимост от нуждите може да се прави разделяне на източниците на ЕМП в честотни обхвати, както и спрямо тяхната пространствена конфигурация в дадената точка на наблюдение, а е възможно да се изисква и просто комплексна изотропна оценка за нивото на ЕМИ, каквото се прави напр. при контрол от гледна точка на нормите за безопасност [4]. Всичко това поставя изисквания за честотния обхват и динамичен диапазон на измервателния уред и еталонната антена, но обуславя и параметрите на системата като цяло, която може да включва и антенно позициониращо устройство.

В настоящата статия е описан подход на измерване с помощта на многооборотно завъртане на сканиращата антена, при който посредством математическа обработка на данните от сканирането се получава детайлна картина на ЕМИ по пространствени направления и в различни честотни ленти.

ИЗЛОЖЕНИЕ

В основата на представяната в настоящата статия идея е възможността за осигуряване на множество повтарящи се измервания, които да позволяват чрез усредняване да се

постигне по-висока точност на измерването. Подобно повторение би могло да се реализира лесно чрез многократно завъртане на сканиращата антена с известна насочена диаграма на насочено действие (ДНД). На фиг. 1 е показана схематично идеята на стенд за многооборотно завъртане на еталонна сканираща антена с постоянна ъглова скорост $\boldsymbol{\omega}$.



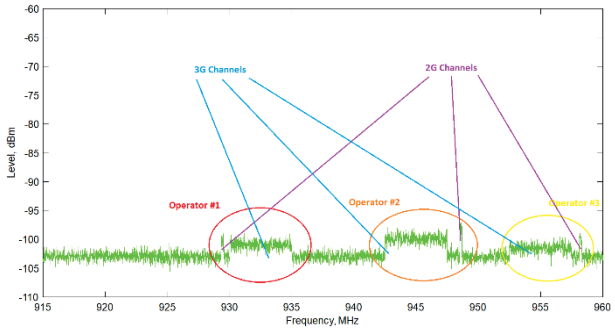
***Фиг. 1**. Система за многооборотни измервания*

Приетите от сканиращата антена сигнали се подават на входа на спектрален анализатор или софтуерно дефинирано радио (Software Defined Radio – SDR) [5] и нивата за отделните честоти се записват през определен период на дискретизация $\boldsymbol{T_s}$ в компютър. При известни зададени стойности за ъгловата скорост $\boldsymbol{\omega}$ и за периодът $\boldsymbol{T_s}$ може да се определи ъгловата стъпка $\boldsymbol{\theta_{min}}$, през която е прави сканирането в рамките на един оборот:

$$\theta_{min} = 6.T_s.\omega, \qquad (1)$$

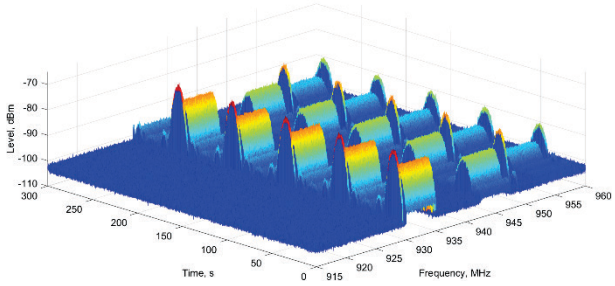
където $\boldsymbol{T_s}$ е в секунди, $\boldsymbol{\omega}$ е в обороти в минута (RPM), а $\boldsymbol{\theta_{min}}$ – в градуси. След многократно постоянно завъртане на антената в компютъра ще се запишат данни за всяка честота, които ще имат периодичен характер.

На фиг. 2 е показан спектъра в честотния диапазон 915 ÷ 960 MHz в началния момент, преди започване на ротация на антената. Могат да се отличат три канала с широчина 200 kHz и три канала с ширина на честотната лента 5 MHz. Това са downlink канали за мобилно радиопокритие съответно за 2G и 3G клетъчни мрежи, като това прави, отчитайки наличието на три мобилни оператора, по един канал за всеки оператор от двете поколения технологии.



***Фиг. 2**. Спектрална картина в диапазона 915 ÷ 960 MHz*

След пристъпване към ротация на стенда нивата за всички канали ще започнат да се променят, предвид на различната пространствена ориентация на базовите станции на трите оператора спрямо точката на измерване и това на къде е насочено в дадения момент еталонната сканираща антена. На фиг. 3 е показана триизмерно изображение на приетите нива в продължение на 5 минути (300 s) за разглежданата честотна лента. Завъртането на антената е със ъглова скорост 1 RPM, което обуславя, че в рамките на периода на измерването са осъществени пет оборота на антената, като периодът на отчитане и запис на данните е $\boldsymbol{T_s = 250\ ms}$.



***Фиг. 3**. Периодично повтарящ се спектър при многооборотна ротация на сканиращата антена*

От така записаните периодични данни може да се извлече периодът на повторението им във времето. Това може да се осъществи чрез честотно преобразуване от вида:

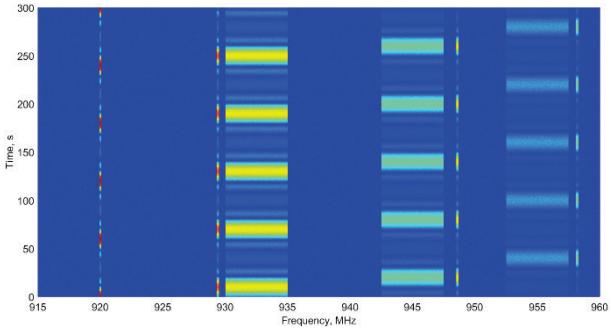
$$S(F) = \mathcal{F}\{s(t)\}, \qquad (2)$$

където s(t) представлява записания спектър по време на сканирането. Това преобразуване дава възможност да се направи математическата обработка без да е известна точната ъглова скорост на въртене $\boldsymbol{\omega}$, като това води съответно до по-ниски изисквания към техническите и технологични параметрите на антенния позициониращ стенд, стига да се осигури равномерността на завъртанията. След обратно преобразуване при известен основен период би могло да се получи усреднения спектър в рамките на време с продължителност един период на завъртане:

$$\bar{s}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{s(F)\}. \qquad (3)$$

Полученият по този начин усреднен резултат може да покаже относителното пространствено направление на излъчванията на отделните източници помежду им поради правата взаимовръзка между времето и посоката на сканиране по азимут. Той, обаче, не може да покаже абсолютите направления, поради липса на детерминиране на началните условия на многооборотното завъртане.

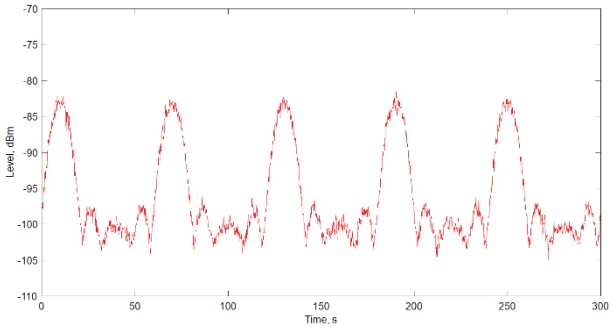
Последният проблем може да бъде решен като в точка с известна позиция се постави допълнителен източник на пилотен сигнал. Сканираният спектър при добавен предавател с честота 920 MHz е показан на фиг. 4.



***Фиг. 4**. Спектър в диапазона 915 ÷ 960 MHz с засечен пилотен сигнал с честота 920 MHz.*

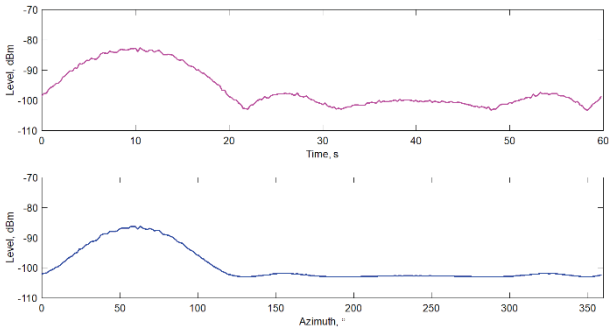
В конкретния пример е избрано този предавател да се постави на позиция с азимут 0° спрямо точката, в която се извършва сканирането.

На фиг. 5 е показано изображение на графичната промяна на нивото за честота 932,5 MHz в рамките на изследвания интервал от 5 минути. Тази честота се явява централна за 3G канала на Оператор 1. Забелязват се пет периодично повтарящи се максимуми, отговарящи на завъртанията на сканиращата еталонна антена в посока на местоположението на базовата станция за този оператор.



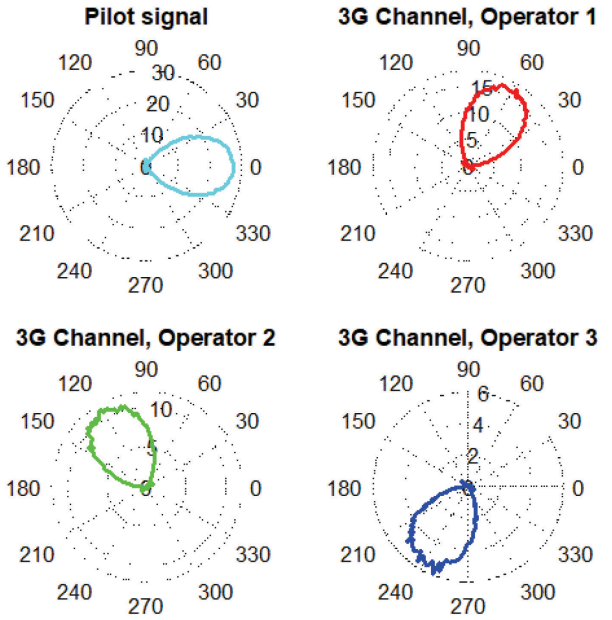
***Фиг. 5**. Периодично повтарящо се ниво за честота 932,5MHz поради завъртането на сканиращата антена*

След усредняването съгласно (2) и (3) с помощта на [6] се получава изменението на нивото на сигнала в рамките на един оборот на завъртане на сканиращата антена (в случая 60 s). Поради аналогията време – ъглово завъртане същото изменение се явява и по направления 0° ÷ 360°. На фиг. 6 са показани тези изменения на нивата за споменатата по-горе честота за 3G канал на Оператор 1. На по-горната от двете графики това ниво е във функция от времето, а на по-долната – във функция от азимуталния ъгъл, като то е коригирано и с отчитане на реалната ДНД на сканиращата антена.



***Фиг. 6**. Периодично повтарящо се ниво за честота 932,5MHz в интервала 0 ÷ 60s (0° ÷ 360°)*

Подобен анализ може да се направи за всички комуникационни канали, засечени при измерването. В конкретния случай 2G и 3G каналите за всели оператор в точката на сканиране се явяват от едно и също направление, защото се излъчват от една и съща негова базова станция. На фиг. 7 е показана интензивността на излъчването от различните оператори, както и на пилотния сигнал, по направления.



***Фиг. 7**. Направления на максимална сила на приетия в изследваната точка сигнал за трите оператора*

В табл. №1 са поместени резултатите за сканирането, показващи посоката, от която се получава най-силно излъчване на сигнала спрямо базовото ниво за трите оператора. Известната позиция на предавателя за пилотния сигнал (предварително уговорена в конкретния пример 0° - север) дава възможност за детерминиране на географските направления на излъчванията.

Таблица №1 Показатели по направления за трите оператора и за пилотния сигнал

Оператор	***1***	***2***	***3***
Максимално ниво, dB	16,65	11,25	5,72
Азимут, °	60	122	249
Направление	североизток	югоизток	югозапад

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От резултатите, получени в настоящото изследване могат да се направят следните изводи:

- Предлагания метод за многооборотни антенни измервания дава обнадеждаващи резултати за анализ на нивата и пространствените направления на ЕМИ;
- Подобни измервания са полезни и от гледна точка работа на терен и по-конкретно определяне на направления на насочване на антени, детерминиране на смущения и др.;
- Целесъобразно е да се изследва точността на метода;

ПРИЗНАТЕЛНОСТ

Работата, описана в настоящата статия, е финансирана и извършена по договор № 211ИХЪБ0003-07 / 2021г. към научен проект „Автоматизирана система за антенни измервания и/или оценка на електромагнитната съвместимост„ , реализиращ се по инициативата Студентски иновативен хъб на Научно-Изследователския Сектор към Технически университет – София.

REFERENCE

[1] Wiley–2004 “WCDMA” for UMTS Radio Access for Third Generation Mobile Communications”.

[2] Esmael Dinan, “UMTS Radio Interface System Planning and Optimization”.

[3] Egena Onu, Planning And Optimisation Of 4G/5G Mobile Networksand Beyond, Submitted in Partial Fulfilment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy in Data Telecommunications and Networks, School of Computing, Science and Engineering, Informatics and Acoustics Research Centre, University of Salford, Salford, UK, 2017.

[4] Schiavoni A., P. Bertotto, G. Richiardi, P. Bielli, SAR Generated by Commercial Cellular Phones – Phone Modeling, Head Modeling and Measurements, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 11 Part: 2, pp. 2064-2071, Nov. 2000.

[5] Sierra E.G, G. A. Ramirez Arroyave, Low Cost SDR Spectrum Analyzer and Analog Radio Receiver Using GNU Radio, Raspberry Pi2 and SDR-RTL Dongle, 7th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM), 4-6 Nov. 2015, Arequipa, Peru, DOI: 10.1109/LATINCOM.2015.7430125.

[6] https://www.mathworks.com/

ПРОГНОЗИРАНЕ НА КОМУНИКАЦИОННО ТРАФИЧНО НАТОВАРВАНЕ ПОСРЕДСТВОМ ИЗКУСТВЕНИ НЕВРОННИ МРЕЖИ

Ивелина Балабанова Станимир Садинов Дионисия Даскалаки Георги Георгиев
Технически университет – Габрово, Катедра „Комуникационна техника и технологии“
ivstoeva@abv.bg, murry@tugab.bg, dionisia_d@abv.bg, givanow@abv.bg

PREDICTION OF COMMUNICATION TRAFFIC LOAD BY ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

Ivelina Balabanova Stanimir Sadinov Dionisia Daskalaki Georgi Georgiev
Technical University of Gabrovo, Department of Communications Equipment and Technologies
ivstoeva@abv.bg, murry@tugab.bg, dionisia_d@abv.bg, givanow@abv.bg

Abstract

This paper presents an approach for prediction variance of the average served traffic on the basis of artificial intelligence. The objective of quantitative analysis is the traffic flow of users' requests through the server stations of the telecommunication system M/M/c/k. Regression modeling procedures were performed by Generalized Regression Neural Networks (GRNNs), Feed-Forward Neural Networks (FFNNs) and Cascaded-Forward Neural Networks (CFNNs). Neural architectures with different numbers and combinations of predictors have been tested. FFNNs on the basis of Levenberg-Marquardt (LM), Bayesian Regularization (BR) and Scaled Conjugate Gradient (SCG) learning algorithms were examined. The factors influence on the target forecast parameter has been analyzed. In the course of the research, satisfactory levels of different criteria – Mean Squared Error (MSE), Mean Absolute Error (MAE) and Correlation Coefficient R, have been obtained. Advantages of FFNN and CFNN models over GRNNs were established.

Keywords: teletraffic system; traffic load; factor combinations; regression modeling; neural networks.

ВЪВЕДЕНИЕ

Според научните изследвания прогнозният анализ в сферата на комуникациите засяга две основни направления:

- намаляващия приток от потребители на услуги в мобилната телекомуникационна индустрия поради възникнали прекъсвания или непредвидени събития;
- цялостния трафик от постъпили потребителски заявки в обслужвани в телекомуникационни, LTE мрежи.

Основните инструменти, използвани за количествено прогнозиране по отношение на тях, са машинното обучение, приложната статистика и изкуствените невронни мрежи. Тук могат да бъдат споменати, както следва:

- метод на опорните вектори (SVM);
- метод дърво на решенията;
- Бейсови мрежи;
- логистична регресия;
- многослойни персептрони;
- рекурентни невронни мрежи;
- регресионни модели на основата на SVM или SVR модели;
- конволюционни невронни мрежи;
- адаптивни невронно-размити интерфейсни системи [1-6].

Обект на изследване в настоящия доклад са имитационно моделирани телекомуникационни системи с опашкова организация от вида „Марковски вериги“ M/M/c/k. Разглежда се задачата за синтез на модели за прогнозен анализ на потенциалния среден сумарен трафик заявки в опашката и обслужени заявки, които могат да бъдат обрабо-

тени от системните структурни станции „y“. Входни параметри за моделите са:

- средната скорост на постъпване на повиквания „x_1“;
- средното обслужващо време „x_2“;
- максималният капацитет на заявките - опашката „x_3“.

За целта е предложен подход на основата на изкуствени невронни мрежи с радиално-базисни функции, право разпространение на сигналите и обратно разпространение на грешката – GRNNs, FFNNs и CFNNs.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Предварителни изследвания, базирани на регресионен анализ при обектна телетрафична система M/M/1

В начална фаза от изследванията беше направена оценка на приложимостта на апарата на класическия регресионен анализ спрямо първите два дефинирани управляеми фактора верига на Марков M/M/1. Беше анализирана адекватността на модели от нулева, първа и втора степен като резултатите са показани на фиг. 1.

Regression Summary for Dependent Variable: y1 (m-m-1)
R= ,75137946 R?= ,56457109 Adjusted R?= ,53818146
F(2,33)=21,394 p<,00000 Std.Error of estimate: 1,0366

N=36	b*	Std.Err. of b*	b	Std.Err. of b	t(33)	p-value
Intercept			-2,42048	0,550424	-4,39749	0,000108
x1	0,504320	0,114869	4,44143	1,011622	4,39040	0,000110
x2	0,556985	0,114869	1,88663	0,389085	4,84889	0,000029

а)

Regression Summary for Dependent Variable: y1 (m-m-1)
R= ,90029822 R?= ,81053688 Adjusted R?= ,79277471
F(3,32)=45,633 p<,00000 Std.Error of estimate: ,69438

N=36	b*	Std.Err. of b*	b	Std.Err. of b	t(32)	p-value
Intercept			0,92390	0,636538	1,45144	0,156391
x1	-0,445059	0,166183	-3,91953	1,463532	-2,67813	0,011587
x2	-0,604608	0,195959	-2,04794	0,663757	-3,08537	0,004172
x12	1,580058	0,245145	9,83642	1,526114	6,44540	0,000000

б)

Regression Summary for Dependent Variable: y1 (m-m-1)
R= ,94190570 R?= ,88718634 Adjusted R?= ,86838407
F(5,30)=47,185 p<,00000 Std.Error of estimate: ,55339

N=36	b*	Std.Err. of b*	b	Std.Err. of b	t(30)	p-value
Intercept			3,3100	0,757580	4,36915	0,000137
x1	-1,40401	0,361046	-12,3648	3,179645	-3,88873	0,000518
x2	-1,56469	0,315829	-5,3000	1,069781	-4,95424	0,000027
x12	1,58006	0,195369	9,8364	1,216242	8,08755	0,000000
x11	0,97480	0,341430	10,5565	3,697493	2,85506	0,007734
x22	0,98375	0,281281	1,9130	0,546966	3,49738	0,001487

в)

***Фиг. 1**. Резултати при проверка на адекватността на модели от а) нулева, б) първа и в) втора степен относно y при M/M/1*

Установени са следните коефициенти на определеност $R^2 = 0.56457109$, $R^2 = 0.81053688$ и $R^2 = 0.88718634$ за отклика на обекта y, определящи линейния модел като неадекватен. Поради регистрираното по-занижено сходство между теоретичните и прогнозните резултати, на базата на стойности на R^2 близки, но под прага от „0.9“, възникна необходимостта от търсене на по-ефективни инструменти за прогнозен анализ спрямо разглежданата и основната телетрафична система M/M/c/k.

Синтез на GRNN модели за прогнозен анализ на натоварването при Марковска верига M/M/c/k

Създадени са GRNNs при фиксирани 45 структурни изчислителни единици в радиално-базисните слоеве. Същинските процеси на изследване бяха разделени в три фази, състоящи се в подбор на архитектури на базата на различно количество от обучаващи променливи, съответно:

- единични входни въздействия;
- комбинации от два управляеми фактора;
- набор от три независими информативни признака.

Бяха оценени два базисни показателя, респективно “Mean Squared Error” and “Mean Absolute Error”, при стъпково нарастване на „spread“ indicator при идентични нива от „0.15“ до „0.95“ относно структурните неврони с радиално-базисните слоеве.

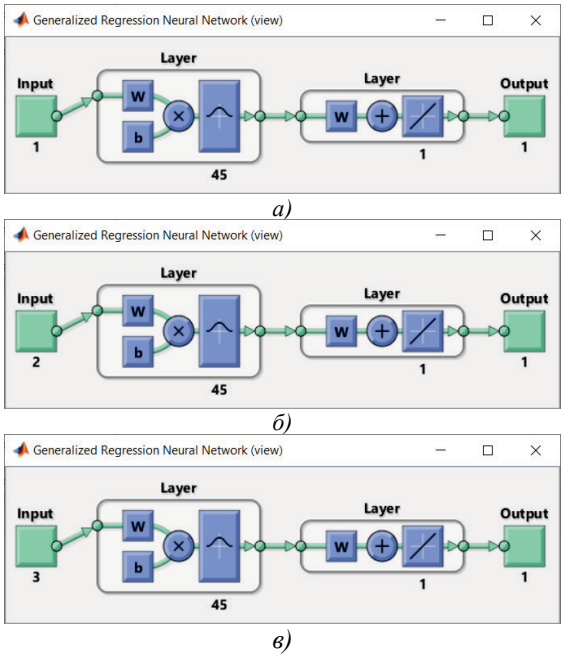
Прилагането на индивидуални входни променливи x_1 и x_2 се свързва с наблюдавани значителни степени на нарастване на показателите за качество при увеличаване на стойността на spread индикатора. Значително подобряване на показателите беше установено при модели с подаване на управляем фактор x_3. При използване на комбинации от две входни входни променливи са констатирани най-ниски индикации за качество при двойка “x_1 и x_2”. Откроява се значително по-добрата ефективност при архитектури с приложени комбинации от променливи “x_1 и x_3” и “x_2 и x_3”. Също така се забелязват леки преимущества при невронните мрежи, обучени “x_1 и x_3”, пред останалите приложени двойки от управляеми фактори.

Последната фаза от синтез на GRNN модели за прогнозен анализ се състои в оценка на MSE and MAE индикатори спрямо плавно увеличаване of the spread parameter за случая на използване на три входни променливи. При подаване на входна комбинация “x_1, x_2 and x_3” бяха получе-

ни най-добри количествени индикатори в хода на направените изследвания, спрямо които указаната GRNN архитектура се оценява с най-висока степен на адекватност. Установени са числови диапазони от 4.8341e-04 до 6.3031e-04 относно MSE и от 0.0196 до 0.0211 за MAE критерии, както може да бъде видяно от таблица 1.

Таблица 1. *MSE и MAE показатели при синтез на обобщени регресионни невронни мрежи за прогнозиране на обслужваните заявки при верига на Марков M/M/c/k при прилагане на три входни променливи*

Spread индикатор	MSE	MAE	
		x_1, x_2 и x_3	
0.15	4.8341e-04		0.0196
0.20	4.9686e-04		0.0199
0.25	5.0315e-04		0.0200
0.30	5.0649e-04		0.0201
0.35	5.0809e-04		
0.40	5.0848e-04		
0.45	5.0859e-04		
0.50	5.0985e-04		
0.55	5.1345e-04		
0.60	5.1987e-04		
0.65	5.2899e-04		
0.70	5.4050e-04		0.0202
0.75	5.5414e-04		
0.80	5.6983e-04		0.0205
0.85	5.8766e-04		0.0207
0.90	6.0776e-04		0.0209
0.95	6.3031e-04		0.0211



а)

б)

в)

Фиг. 2. *Изследвани архитектури на обобщени регресионни невронни мрежи за прогнозиране на обслужваните заявки при верига на Марков M/M/c/k при а) една, б) две и в) три входни променливи*

На фиг. 2 е онагледен видът на анализираните архитектури на обобщени регресионни невронни мрежи при една, две и три входни променливи. По отношение на целите на прогнозния анализ на потенциалното средно трафично натоварване на сървърни станции при верига M/M/c/k са избрани модели при комбинации "x_1 и x_2", "x_1 и x_3", "x_2 и x_3" и намерената с най-добри показатели GRNN при "x_1, x_2 и x_3" при най-малка широчина на радиално-базисните функции на ниво „0.15".

Селекция на FNNN архитектури за прогнозен анализ на натоварването при телетрафична система M/M/c/k

Базирайки се на установените предимства при получаване на прогнозни модели чрез изкуствен интелект се формира основа на разширяване на изследванията в това направление. В тази посока беше заложена задачата за синтез на FFNN модели при тангенс-сигмоидална и линейна активации за прогнозен анализ на параметъра средното трафично натоваване при различни двойки променливи и три управляеми фактора на обекта в хода на следните обучаващи градиентни подходи:

- Levenberg-Marquardt (LM);
- Bayesian Regularization (BR);
- Scaled Conjugate Gradient (SCG).

Въведени базисни критерии във връзка с оценка на ефективността са „среднокрадратичната грешка" и „корелационният коефициент" като първият е приет с по-висока значимост. Показателите са отчетени съгласно тестовите процеси на целевите невронни архитектури при зададено количествено изменение на скритите неврони от 5 до 15. Предвид регистрираните порядъци „..e-2" и „..e-3" на преобладаваща част от средноквадратичните грешки – таблица 2 до таблица 4 при комбинация "x_1, x_2 и x_3", използваният SCG се определя като най-малко ефективен. Най-висока степен на адекватност спрямо задачата за прогнозен анализ беше установена при BR обучение за разглежданите случаи от входни въздействия.

Таблица 2. *Резултати при FFNN модели за прогнозен анализ при входни променливи x_1,x_2 и x_3 за LM обучение*

Скрити неврони	Levenberg-Marquardt	
	MSE при тестване	R при тестване
5	4.45379e-5	0.999953
6	1.92693e-5	0.999974
7	2.03792e-4	0.999765
8	5.36125e-5	0.999932
9	2.52754e-5	0.999972
10	2.96257e-5	0.999971
11	2.17546e-5	0.999946
12	5.18882e-5	0.999932
13	3.82764e-5	0.999971
14	9.36914e-5	0.999794
15	4.31546e-5	0.999974

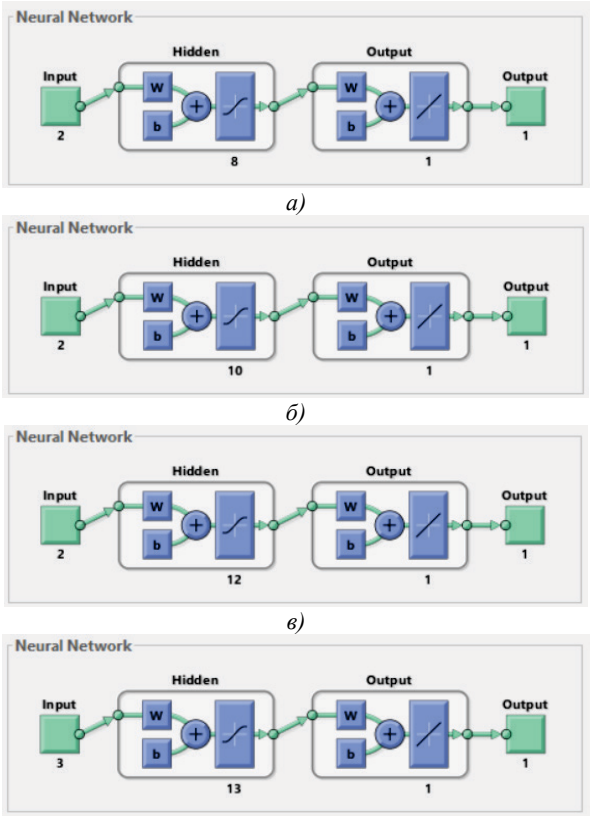
Таблица 3. *Резултати при FFNN модели за прогнозен анализ при входни променливи x_1,x_2 и x_3 за LM обучение*

Скрити неврони	Bayesian Regularization	
	MSE при тестване	R при обучение
5	1.84230e-5	0.999949
6	3.52834e-5	0.999977
7	2.75634e-5	0.999975
8	1.19765e-5	0.999982
9	2.78891e-5	0.999986
10	2.05384e-5	0.999990
11	2.27914e-5	0.999955
12	1.43303e-5	0.999972
13	**8.88908e-6**	**0.999975**
14	3.22447e-5	0.999974
15	2.24857e-5	0.999975

Таблица 4. *Резултати при FFNN модели за прогнозен анализ при входни променливи x_1,x_2 и x_3 за LM обучение*

Скрити неврони	Scaled Conjugate Gradient	
	R при валидиране	R при тестване
5	4.25524e-4	0.999586
6	2.09231e-3	0.998037
7	1.79957e-3	0.997545
8	4.03832e-3	0.999654
9	1.67612e-4	0.999211
10	1.19369e-3	0.998780
11	3.40757e-3	0.991529
12	1.46945e-2	0.990674
13	7.13208e-3	0.990926
14	1.94604e-2	0.976522
15	5.76271e-3	0.975872

Във връзка с прилагането на комбинации от две входни променливи са отчетени положителни индикации на подобряване на нивата на MSE в сравнение с GRNNs. В етапа на изследванията при "x_1, x_2 и x_3" въздействия бяха установени минимални показания MSE = 1.92693e-5, MSE = 8.88908e-6 and MSE = 1.67612e-4, респективно при 6, 13 и 9 структурни скрити неврона при последователно прилагане на LM, BR and SCG алгоритми. Регистрираните MSE в минимални граници от порядък „..e-6" дават основание FFNNs да бъдат определени като инструмент за регресионно моделиране с потвърдена по-добра ефективност спрямо апарата на GRNNs. Фигура 3 представя крайните селектирани FFNN модели при 8, 10, 12 и 13 неврони в междинните слоеве за указания алгоритъм, респективно при подаване на "x_1 и x_2", "x_1 и x_3", "x_2 и x_3" и "x_1, x_2 и x_3".



Фиг. 3. *Синтезирани feed-forward невронни модели за прогнозен анализ на трафичното натоварване на базата на BR обучение при а) x_1 и x_2, б) x_1 и x_3, в) x_2 и x_3 и г) x_1, x_2 и x_3*

Изследване на CFNNs за прогнозен анализ на трафичното натоварване при Марковска верига M/M/c/k

Последният етап от изследванията се отнася до прилагане на разновидност на FFNN архитектурите, при която е налице структурна връзка между входния и изходния слой или така наречените Cascade-forward Neural Networks за апроксимация относно отклик на обекта y. По отношение на изходния линеен слой добавянето на функционална връзка се отразява във

включване на втора тегловна матрица. Във връзка с обучението на CFNN отново е използван алгоритъмът на Levenberg-Marquardt при тестови модели със съдържание от 5 до 15 скрити неврони с тангенс-сигмоидална активация.

В таблица 4 и таблица 5 са обобщени данни за средноквадратичната грешка във връзка с CFNNs при двойки и набор от три управляеми фактора. Обща характеристика на тестовите модели са регистрираните изменения на MSE от порядъка „e-05“.

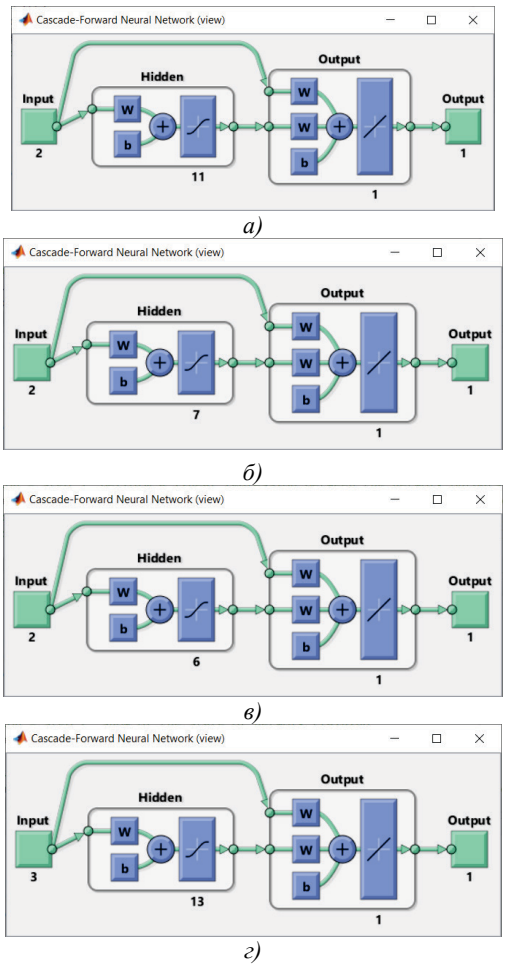
За всяка анализирана комбинация от входни променливи - “x_1 и x_2”, “x_1 и x_3”, “x_2 и x_3” и “x_1, x_2 и x_3”, е избрана CFNN архитектура с най-приемливи нива съобразно изискванията за минимизация на критерия MSE, съответно MSE = 8.1190e-06, MSE = 9.4212e-06, MSE = 7.6726e-06 и MSE = 9.2107e-06. Указните стойностите на грешката са отчетени при модели с 11, 7, 6 и 13 междинни неврона, показани на фиг. 4.

Таблица 4. *Резултати при изследване на CFNNs за прогнозен анализ при “x_1 и x_2”, “x_1 и x_3” при LM обучение*

Скрити неврони	MSE при x_1 и x_2	MSE при x_1 и x_3
5	2.8061e-05	1.3164e-05
6	1.1751e-05	1.1977e-05
7	2.0405e-05	**9.4212e-06**
8	9.8043e-06	1.3144e-05
9	1.8516e-05	1.4764e-05
10	1.7005e-05	2.9226e-05
11	**8.1190e-06**	1.2741e-05
12	8.3677e-06	1.4098e-05
13	2.6177e-05	2.9015e-05
14	1.0827e-05	9.8218e-06
15	1.0253e-05	1.8246e-05

Таблица 5. *Резултати при изследване на CFNNs за прогнозен анализ при “x_2 и x_3”, “x_1, x_2 и x_3” при LM обучение*

Скрити неврони	MSE при x_2 и x_3	MSE при x_1, x_2 и x_3
5	4.8955e-05	1.0164e-05
6	**7.6726e-06**	1.6125e-05
7	2.0250e-05	2.2224e-05
8	1.2254e-05	1.0584e-05
9	1.0857e-05	6.1230e-05
10	1.9434e-05	1.0617e-05
11	1.5408e-05	3.4340e-05
12	1.9071e-05	2.1702e-05
13	3.4903e-05	**9.2107e-06**
14	2.0853e-05	2.2893e-05
15	3.7645e-05	1.3529e-05



Фиг. 4. *Селектирани cascade-forward невронни архитектури за прогнозен анализ на обслужваните потребители при а) x_1 и x_2, б) x_1 и x_3, в) x_2 и x_3 и г) x_1, x_2 и x_3*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По отношение на моделите за прогнозен анализ на потенциалния обслужван трафик при M/M/c/k са проведени допълнителни процедури по оценка на ефективността, изразяващи се в:

- извеждане на MSE за мрежово обучение, валидиране и тестване;
- построяване на линейни регресионни зависимости за мрежовите изходи;
- генериране на хистограми на грешките;
- верификация с информационни еталони извън използваните в хода на синтез.

REFERENCE

[1] Sharma A., Panigrahi P. A neural network based approach for predicting customer churn in cellural network services. International Journal of Computer Applications 2021;27(11):26-31.

[2] Brandusoiu I., Toderean G. A neural network approach for churn prediction modeling in mobile telecommunications industry. Annals of University of Craiova 2014;11(1):9-16.
[3] Adlan O., Faris H., Jaradat K., Harfoushi O., Ghatasheh N., Abdullah K. Predicting customer churn in telecom industry using multilayer preceptron neural networks: Modeling and analysis. Life Science Journal 2014;11(3):75-81.
[4] Mastorocostas P., Hilas C., Varsamis D., Dova S. A recurrent neural network-based system in telecommunications call volume. International Journal of Applied Mathematics & Information Sciences 2013;7(5):1643-1650.
[5] Gijon C., Toril M., Luna-Ramirez S., Mari-Altozano M., Ruiz-Aviles J. Long-term data traffic forecasting for network dimensioning in LTE with short time series. Electronics 2021;10(1151):1-19.
[6] Do Q., Doan T., Nguyen Th., Duong N., Linh V. Prediction of data traffic in telecom networks based on deep neural networks. Journal of Computer Science 2020;16(9):1268-1277.

БАЛАНС НА ЕФЕКТИВНОСТ И КАЧЕСТВЕНИ ПОКАЗАТЕЛИ В РАДИОЧЕСТОТЕН УСИЛВАТЕЛ КЛАС F

Мирослав Томов
Технически университет Габрово

BALANCE OF EFFICIENCY AND QUALITY INDICATORS IN RADIO FREQUENCY AMPLIFIER CLASS F

Miroslav Tomov
Technical University Gabrovo

Abstract

Balance of Efficiency and Quality Indicators in RF Amplifier Class F: *This paper presents results and analyses of an exploration of powerful RF class F amplifier performance when an optimal balance between power efficiency and quality of the processed signal is required. A class F amplifier is simulated as an active two-port network and is optimizing the electronic components' parameter values of a particular 3.5 MHz radio frequency of a power RF amplifier in order to achieve an acceptable tradeoff between the efficiency and quality of the signal conversion at the output. A simulation model, developed as a software tool for future design and exploration of similar devices but in different frequency bands and DC power supplies, is described here. It could be useful either for designers or students to synthesize design schematics of new RF devices or to optimize some existing schemes for an optimal overall performance.*

Keywords: RF class F amplifier; power efficiency; simulation model.

ВЪВЕДЕНИЕ

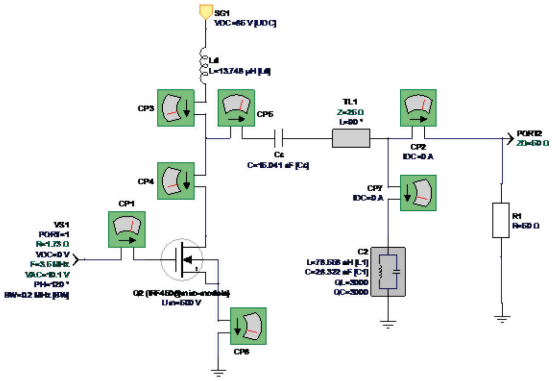
Важен етап при проектирането на радиочестотни усилватели, особено за високи честоти (над 100 MHz), е установяването на приемлив баланс между получените качествени показатели и пълния коефициент на полезно действие. Крайно необходимо е да бъде снижена до възможния минимум загубната мощност, тъй като крайните радиочестотни усилватели са най-енергоемките звена от схемата на приемо-предавателните модули във всички мобилни комуникационни устройства, които използват безжичен обмен на данни. Както е известно, в обичайния си режим на използване тези устройства се захранват от разнообразни по своя капацитет акумулаторни батерии, но при всички тях, без изключение, оптимизираният разход на електрическа енергия е ключово важен за осигуряване на надеждна мобилност при продължителна работа с конкретното устройство. Все по-отговорни и все повече дейности се извършват от мобилни комуникационни устройства, поради което става неприемливо да бъде компрометирана мобилността на тези дейности поради неоправдан преразход на енергия в електрониката и бързо изтощаване на техните акумулатори.

ИЗЛОЖЕНИЕ

В настоящата разработка е представен симулационен модел за автоматизирано решаване на тази сложна оптимизационна задача. За целта е проектирана и сглобена в симулационна среда работна схема на крайно усилвателно стъпало, работещо в режимен клас F (фиг.1). Приложен е модел на предавателна линия, която замества конфигурация от безкраен брой серийно свързани паралелни трептящи кръгове, всеки от които е настроен на честотата на съответния

висш хармоник на сигнала с основна честота. Схемата има класическа топология, използвана от много автори за разнообразни реализации на радиочестотни усилватели, работещи в режимен клас F.

В настоящото изследване като активен елемент в схемата е използван прецизен, предварително създаден от автора симулационен модел, изграден на базата на каталожните данни на реално съществуващ мощен полеви транзистор IRFP450 (фиг. 1).



***Фиг. 1**. Схема на опитната постановка*

За коректна симулационна реализация на режимен клас F с включена ¼ вълнова предавателна линия в изходната верига се използва разлагане на сигнала в ред на Фурие, съдържащ само нечетните хармоници след основния, при което моментната стойност на напрежението дрейн-сорс може да бъде представено с обобщения израз:

$$u_{DS} = U_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} \begin{matrix} (-1)^n U_{m(2n-1)} \cdot \\ .\cos\,(2n-1)\,\omega_o t \end{matrix} \qquad (1)$$

Отчитайки факта, че амплитудите на висшите хармоници са в пропорционална зависимост от амплитудата на основния хармоник, респективно от стойността на постояннотоковото напрежение от захранващия източник, изразът придобива по-удобен за практическо изчисление вид:

$$u_{DS} = U_{DC} - \frac{4\,U_{DC}}{\pi}\cos\omega_o t - \frac{4\,U_{DC}}{3\pi}\cos 3\omega_o t +$$

$$+ \frac{4\,U_{DC}}{5\pi}\cos 5\omega_o t - \frac{4\,U_{DC}}{7\pi}\cos 7\omega_o t + \ldots \qquad (2)$$

От израза (1) се вижда наличието на постояннотоковата съставка, основния хармоник и безкраен брой нечетни хармоници на напрежението в изходната верига на транзистора.

Аналогично моментната стойност на дрейновия ток ще бъде:

$$i_D = \frac{I_{DM}}{\pi} + \frac{I_{DM}}{2}\cos\omega_o t +$$

$$+ \frac{2\,I_{DM}}{\pi}\sum_{n=2}^{\infty} \frac{\cos\frac{n\pi}{2}}{1-n^2}\cos n\,\omega_o t\,, \qquad (3)$$

където I_{DM} е максималната амплитуда на дрейновия ток.

Постоянната съставка на дрейновия ток е равна на постоянния ток от захранващия източник и е пропорционална на I_{DM} :

$$I_{DC} = \frac{I_{DM}}{\pi} \qquad (4)$$

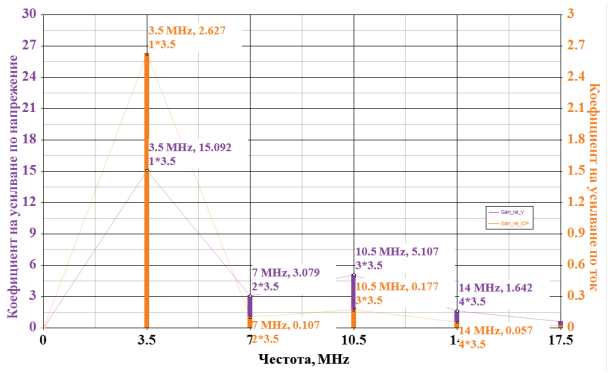
Амплитудите на висшите токови хармоници са в пропорционална зависимост от максималната стойност на дрейновия ток, която се изчислява на по-ранен етап в алгоритъма на проектирането. След като амплитудите на висшите хармоници на тока се представят по този начин, изразът придобива следния изчислителен вид:

$$i_D = \frac{I_{DM}}{\pi} + \frac{I_{DM}}{2}\cos\omega_o t + \frac{2\,I_{DM}}{3\pi}\cos 2\omega_o t -$$

$$- \frac{2\,I_{DM}}{15\pi}\cos 4\omega_o t + \frac{2\,I_{DM}}{15\pi}\cos 6\omega_o t + \ldots \qquad (5)$$

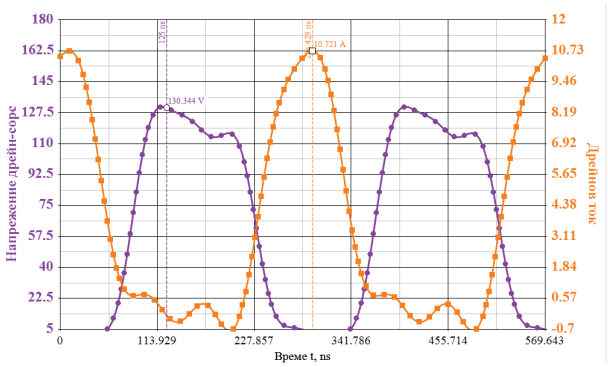
Висшите хармоници в състава на I_D са само четни. Това е така, тъй като паралелният трептящ кръг практически дава накъсо всички висши хармоници на напрежението дрейн-сорс, а четвърт-вълновата предавателна линия осъществява свързването накъсо само на хармониците с четни номера и осигурява практически безкрайно голям импеданс за всички нечетни хармоници след основния (фиг.2).

Точно противоположен ефект се получава за висшите хармоници на тока в изходната верига на активния елемент, което е главната цел, за да бъде реализиран високоефективен режим клас F.



***Фиг. 2**. Спектър на усилването по напрежение и ток в изходната верига на активния елемент*

В резултат на това при симулацията се получава напрежение дрейн-сорс с форма близка до правоъгълната (фиг. 3), при което транзисторът вече работи не като източник на ток, а като „електронен“ ключ, превключващ между отпушено и запушено състояние с честотата на основния хармоник.



***Фиг. 3**. Вълнова форма на напрежението и тока през транзистора в ключов режим*

Наличието на само нечетни висши хармоници на напрежението и само четни хармоници на тока в изходната верига обуславя много голям коефициент на усилване по мощност на основния хармоник и клонящи към нула коефициенти на усилване на всички останали хармоници.

Постояннотоковата мощност от захранващия източник е:

$$P_{DC} = \frac{U_{DC} I_{DM}}{\pi} \qquad (6)$$

Ефективната стойност на полезната изходна радиочестотна мощност от захранващия източник е:

$$P_o = \frac{I_{DM}}{\pi} (U_{DC} - U_{DSmin}), \qquad (7)$$

където U_{DSmin} е минималното напрежение дрейн-сорс, което е каталожен параметър на избрания полеви транзистор.

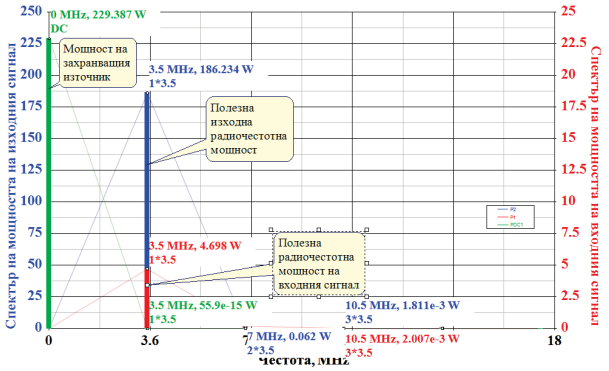
Максималният дрейнов коефициент на полезно действие е:

$$\eta_D = \frac{P_o}{P_{DC}} = 1 - \frac{U_{DSmin}}{U_{DC}}, \qquad (8)$$

Коефициентът на използване на максималната мощност е:

$$c_{PbP} = \frac{P_o}{P_{DC}} = 1 - \frac{U_{DSmin}}{U_{DC}}, \qquad (9)$$

Графиката на фиг.4 показва спектрите на мощността на входния и изходния сигнал, насложени в една и съща координатна система за удобно визуално сравнение.



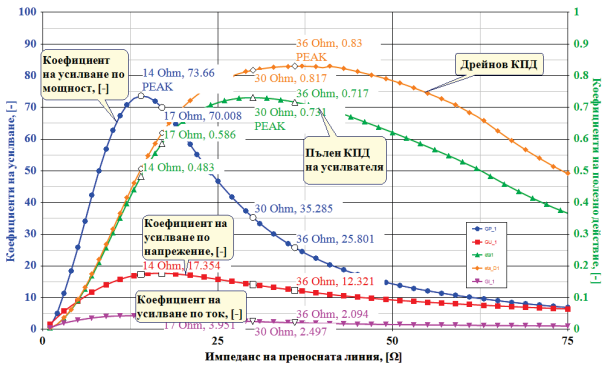
***Фиг. 4**. Спектри на мощностите, преобразувани от усилвателя в режим клас F*

При разход на захранваща постояннотокова мощност от 229 W и входен сигнал с мощност на основния хармоник от 4.7 W след оптимизирана симулация е постигната изходна полезна радиочестотна мощност от 186 W, отдадена на чисто активен товар от 50 Ω. Коефициентът на усилване по мощност на основния хармоник е 40 (32dB).

Сумарната загубна мощност на висшите хармонични съставки на сигнала е 43 W или 18.8% от използваната захранваща мощност.

Изброените стойности са получени от симулационно измерване, направено при следните зададени изходни данни: синусоидален входен сигнал с амплитуда U_{m1} = 10 V с честота f_o = 3.5 MHz от генератор, симулиран с готов модел от симулационната среда на Keysight Genesys импеданс на предавателната линия от Z_{TL} = 25 Ω.

На фиг.5 са показани симулационно снетите зависимости на коефициентите на усилване и коефициентите на полезно действие от импеданса на преносната линия Z_{TL}. Вижда се, че при неговото нарастване от 0 до 50 Ω, коефициентите на усилване и коефициентите на полезно действие достигат своите максимуми при различни негови стойности. Това става в следния „ред“: Коефициентът на усилване по ток има максимум при Z_{TL} = 12Ω, коефициентът на усилване по напрежение достига максимум при Z_{TL} = 17Ω, а коефициентът на усилване по мощност има максимална стойност при Z_{TL} = 14Ω. Дрейновият коефициент на полезно действие е максимален при Z_{TL} = 36 Ω, а пълният КПД достига своята максимална стойност при Z_{TL} = 30 Ω.



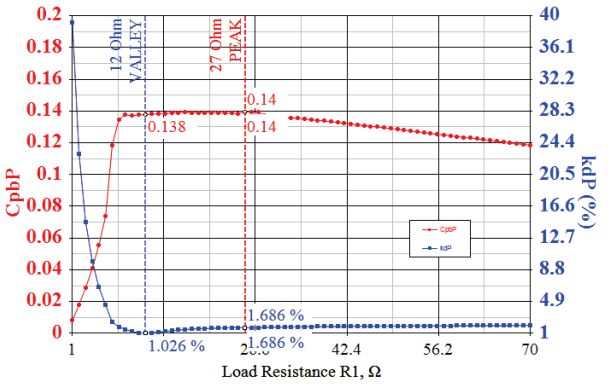
***Фиг. 5**. Коефициенти на усилване и коефициенти на полезно действие като функции на импеданса на преносната линия*

Изборът на оптимален компромис между тези стойности зависи основно от изискванията към усилвателя – дали е по-важно да има голямо усилване за сметка на по-неефективно използване на захранващата мощност или икономичният разход на енергия е с приоритет, ако коефициентите на усилване са понижени до приемливи стойности.

Важно е да се отбележи, че характеристичният импеданс на изходната верига и в частност на преносната линия силно зависи от качествения фактор на паралелния трептящ кръг.

На фиг.6 е показана зависимостта от големината на товара на два от важните качествени показатели на усилвателя – коефициентът на използване на мощността и коефициентът на нелинейни изкривявания.

От проведеното симулационно измерване е получен оптимален диапазон от стойности за избор на подходящ по големина чисто активен товар при така зададените изходни данни.



***Фиг. 6**. Коефициентът на използване на мощността и коефициентът на нелинейни изкривявания като функции на товара*

Максималната стойност на коефициента на използване на мощността C_{pbP} = 0.14 е достигната при товар R_1 = 27 Ω, при който коефициентът на нелинейни изкривявания k_{dP} = 1.69%. От друга страна, минималният коефициент на нелинейни изкривявания се получава при товар R_1 = 12 Ω , при който пък коефициентът на използване на мощността е 0.138. R_1 = 9 Ω е минималният товар, при който двата коефициента остават без значими отклонения от екстремните си стойности – съответно C_{pbP} = 0.138 и k_{dP} = 1.51%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От направеното изследване могат да бъдат направени някои важни изводи. Оптимизационната задача за намиране на приемлив компромис между качествените показатели на усилвателя и разхода на електрическа мощност може да бъде решена като се състави система от диференциални уравнения с подходящи начални условия. Получените в аналитичен вид решения на тази система – функционални зависимости между качествените показатели и електрическите параметри на някои от градивните елементи биха дали възможност да бъдат получени в числов вид конкретни стойности на

удовлетворителния компромис, както и възможния диапазон на изменение.

Когато така създаденият математически модел бъде въведен и „надграден“ в подходящ симулационен модел за използваната компютърна програма за цялостно изследване на електронни схеми, компромисните решения могат да бъдат намирани и графоаналитично. Тези функционалности дават възможност да бъдат сравнявани едновременно и в реално време голям брой варианти на отговарящи на техническото задание съотношения между коефициентите на усилване и коефициентите, определящи ефективността.

Въпреки че изследването е проведено за сравнително ниска радиочестота, този симулационен подход е напълно приложим за изследване на режимен клас F за много по-високи честоти. Захранващите мощности и амплитудите (нивата) на входните сигнали са в обратна пропорция с увеличаването на работната честота. В тези случаи е необходимо да се подбере активен елемент с висок по каталожни данни коефициент на полезно действие и коефициент на използване на максималната мощност за съответната честотната лента и да се адаптира неговият заместващ симулационен модел.

Разработката може да бъде доразвита в посока на включване в оптимизацията и на условия за устойчивост на радиочестотен усилвател, също работещ в режим клас F, както и за изследване на нейното актуално приложение при други класове ключови режими на усилване.

REFERENCE

[1] Kazimierczuk, M.K., “RF power amplifiers”, TK7871.58.P6K39, 2008.

[2] Kraus H.L., Bostian C. W., Raabs F.H., “Solid State Radio Engineering”, © John Wiley & sons Inc., 1980.

[3] Grebennikov A. V., RF and Microwave Power Amplifier Design, New York: McGraw-Hill, 2004.

[4] Nedelchev I., Sadinov S., “Radio communication equipment”, © V. Aprilov University Publishing House, ISBN: 978-954-683-574-1, Gabrovo, 2017.

[5] Tomov M., Approaches for optimization of known active element models as per the purposes of the exploration - UNITECH' 2017 - Gabrovo, 17-18.11.2017, Volume II, ISSN 1313-230X, p.83-88.

[6] Nedelchev I., Tomov M., Optimized Gain Achievement At Efficiency Over 90% And Minimized Noise Of RF Power Amplifiers By S-parametric correction, International scientific conference - UNITECH'2016 - Gabrovo, 18-19.11 . 2016, Vol. II, ISSN 1313-230X, pp. 168-172

[7] Nedelchev I., Tomov M., Optimization Of High Efficient RF Power Amplifying Schematics By Automated S-matrix Analysys - Scientific conference of Angel Kanchev University of Rousse 2016, Scientific papers of Rousse University - 2016, ISSN 1311-3321, volume 55, series 3.2. p.8-12

[8] Nedelchev I., Sadinov S., Tomov M., Radio Frequency Parallel Circuit Class E Power Amplifier, International Scientific Conference - UNITECH'2016 - Gabrovo, 18-19.11.2016, Volume II, ISSN 1313-230X , pp. 102-107

[9] Karapenev B. Modeling and simulation study of a simplified model of high-power radio frequency MOS transistors. Scientific works of the University of Ruse, volume 51, series 3.2, p.46-51, ISSN 1311-3321, 2012 г.

ТЕХНИКИ ЗА ПРЕДСКАЗВАНЕ НА ВРЕМЕВИ ПОРЕДИЦИ ЧРЕЗ НЕВРОННИ МРЕЖИ

Васил Щерев[1], Николай Хинов[2]
[1] ТУ - София
[2] ТУ - София

TECHNICS FOR EXACT TIME SERIES PREDICTION WITH NEURAL NETWORKS

Vasil Shterev[1], Nikolay Hinov[2]
[1] TU-Sofia
[2] TU-Sofia

Abstract

This paper is critical overview about technics for time series prediction with neural networks. Main accent is paper published last year. Many different new approaches have been applied such aslong-short term echo state network, deep hybrid neural network, intelligent models and so on. Multi-currency and further forecasting the exchange rates are important aspects in resent days. Also control in anomaly, congestion and bandwidth require precise time series prediction with minimum error. Other interesting topic is multi-step ahead prediction. There are few milestones like algorithms for training process, prediction strategy and criteria for stop training. Prediction of time series is an attempt to predict an evolution of a system through previously observed values. Many real world problems are well defined with related time series and multiple seasonal patterns

One dimensional time series prediction is major problem nowadays. These series can describe physical phenomenon, traffic flow, economics dilemma and so on. Focus is on discrete processes nevertheless it is refer to short or long term forecast. New method for process, analysis and segmentation of information are discuss. Also performance of different structure neural network models are examine.

Keywords: neural networks, one dimensional time series, long-short term forecast.

ВЪВЕДЕНИЕ

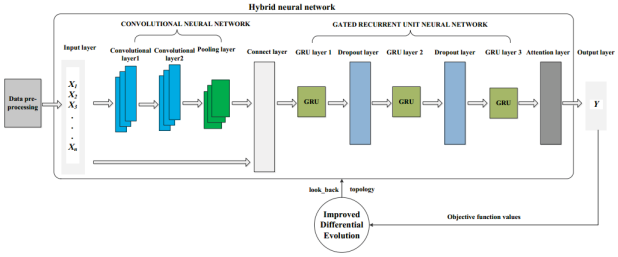
От гледна точка на човек, всички физични процеси протичат във времето, като последователността винаги е минало-настояще-бъдеще. Огромна част от въпросните процеси, могат да се опишат с едномерни времеви поредици, които следвайки математичната формалност са непрекъснати и дискретни. От информационна гледна точка непрекъснат сигнал, може да се трансформира в дискретен (с определени загуби). Така много голяма част от заобикалящите ни ежедневни проблеми - потреблението на електричество в дома ни, генерирания информационен трафик, фондовата борса и инвестиционния пазар плюс много други - могат да се представят с дискретни едномерни поредици.

Невронните мрежи (НМ) от своя страна са добър инструмент за класифициране, апроксимиране и не на последно място предсказване. Следвайки този ред на мисли настоящият доклад е разделен на следните части: Секция 2 е посветена на краткосрочното предсказване, докато в Секция 3 е разгледано дългосрочното предсказване и са представени интересни нови похвати за повишаване точността на предсказване. Накрая документа завършва с критичен анализ на разгледаните методи - техните предимства и недостатъци.

КРАТКОСРОЧНО ПРЕДСКАЗВАНЕ

Когато става въпрос за предсказване единствено на следващия семпъл във времева поредица, това болшинството авроти считат за краткосрочно изготвяне на прогноза. Възможна е и класификация съгласно пропорцията между дължината на разглеждания "исторически" интервал и бъдещия такъв който искаме да предскажем. Естествено не е изключен и сценарий при който трябва да бъде предсказано поведението на системата напред само по един отчет.

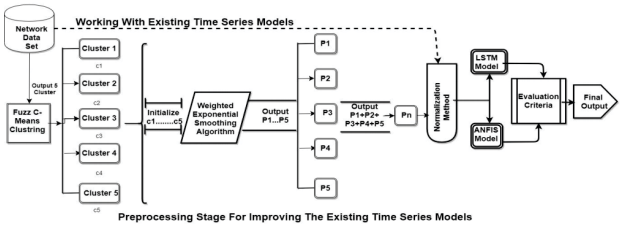
Колкото по-непредсказуемо и хаотично се държи една стохастична система, толкова по-трудно е да се отгатне нейното бъдещо поведение. Авторите в [1] представят дълбока хибридна НМ за предсказване на хаотични времеви серии. Предложеният модел включва всички добре познати стъпки по предобработка на данните, след което те се подават на входа на конволюционна НМ с два слоя плюс един т.нар pooling слой. Понататък следват: connect, GRU, dropout и attention слоеве преди генериране на изходния сигнал, който се подава на т.нар блок за подобрена диференциална еволюция. Последният служи за обратна връзка и донастройване на теглата между отделните слоеве. Илюстрация на концепцията е показана на фиг.1.



Фиг. 1 дълбока хибридна НМ с подобрена диференциална еволюция в топологията на обратната връзка [1]

Данните с които е проверен модела са хаотичната времева серия на Лоренц, общият среден месечен брой слънчеви петна и концентрацията на газ в мини за каменни въглища. Прякото сравнение с други еволюционни алгоритми показва по-ниска средно-квадратична грешка и по-кратко време за достигане на резултата.

Друг хибриден модел за предсказване на мрежови трафик е представен в [2]. Акцента е насочен към 5G трафика на различни мрежи, като целта е класификация и/или предсказване независимо от конкретната област на приложение. Предложената рамка е показана на фиг. 2.

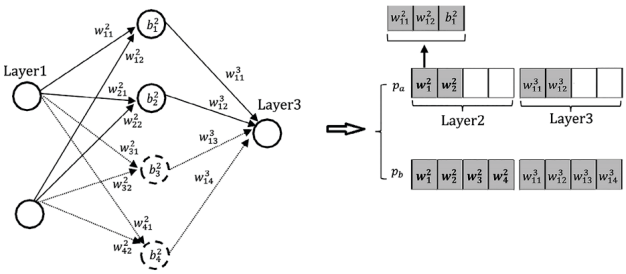


Фиг. 2 етапи по предобработка за подобряване на съществуващи модели на времеви серии [2]

Разгледани са сложни сценарий включващи хоризонтален и вертикален хендоф, напускане на един вид мрежа и превключване на друг, както и много други "разклонения". В структурата на deep learning LSTM алгоритъма на входа чрез обработка се взима преценка за значението на всеки семпъл. Изчислява се "нова" памет, след което се преценява дали предходният семпъл трябва да се забрави. На изхода се преценява времето на живот (експозиция) на текущия семпъл с който е захранен моделът. В крайна сметка резултатите от предсказването на трафика са по-добри (в смисъла на MSE) от текущите модели.

Друг краткосрочен модел за предсказване обмяната на множество валути може да се намери в [3]. Приложени са SVR (Support Vector Regressor) и НМ с краткосрочна памет за предсказване на курсовете между най-популярните валути (USD/PKR), като обхвата е до 39 години.

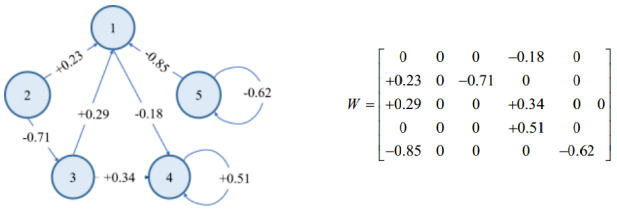
Съгласно авторите в [4] термина "хетеродименсионно-многозадачна невро-еволюция" е използван за предсказване на хаотични времеви серии. Анализа започва с реконструиране на фазовото пространство в което всяка точка представлява едно от възможните състояния на системата. Следват пет мултифакториални оптимизационни алгоритми описващи генерирането на индивиди от родители (със съответните геноми) популация чрез кръстосване, мутация, вертикална трансмисия и т.н. На фиг. 3 е илюстрирана основната идея - теглата между свързаните неврони са отделни гени на родители, които за да генерират следващо поколение т.нар популация (деца) преминават през споменатите по-горе алгоритми.



Фиг. 3 нагледно описание на гени които са тегла между отделни свързани неврони [4].

Базите данни с които е проверена работоспособността са добре известните Лоренц, Mackey-Glass и тази с броя на слънчевите петна. Освен конкурентните резултати, скоростта с която алгоритъма конвергира е по-висока от традиционните еволюционни алгоритми.

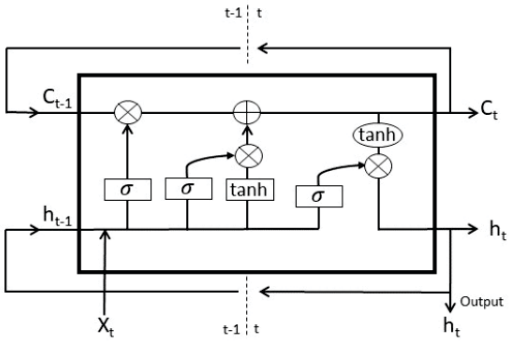
Методи за предсказване на времеви серии с множество променливи посредством размити познавателни карти от висок ред и еластични мрежи е изложено в [5], като на фиг. 4 е показан пример за размита познавателна карта с пет възела.



Фиг. 4 пример за размита познавателна карта с пет възела. Ляво - графична структура, дясно - представяне с тегловна матрица [5].

На входа на тази система се подават множество времеви серии от ЕКГ сигнали, които се оптимизират чрез еластични мрежи и на изхода се генерира теглова матрица. Еластичните мрежи от своя страна преминават през процес на декомпозиране-обучение-обратно композиране. Всеки ЕКГ сигнал (във времето) представлява възел в тези еластични мрежи, а различните крос-корелационни величини са теглата между тези възли. Така разработената рамка за предсказване и класифициране на нестационарни времеви поредици базирани на едномерна конволюционна НМ и размити познавателни карти позволява предсказване на шест действия с по-висока точност от досегашните модели.

В [6] е представено влянието на дължината на паметта на НМ за предсказване на заетостта на спектъра в наземни мобилни радио-ленти. Този род канали се описват най-често с времечестотната карта, която показва заетостта. Авторите сравняват заетостта на различни по тип канали - постоянно заети (100% от времето); импулсно заети и слабо-заети флуктуиращи канали. Подробно е описана работата на LSTM (Long-Short Term Memory) клектите за кратко-дългосточна памет, които са разгледани по-детайлно в следващата секция. Фиг. 5 показва LSTM клетка.



Фиг. 5 LSTM клетка [6].

От така представените три модела за предсказване (НМ със закъснителни елементи, LSTM и сезонна ARIMA Auto-Regressive Integrated Moving Average), е направено сравнение в рамките на 50 часова прогноза. Съдейки по резултатите е очевидно, че паметта на LSTM подобрява точността на предсказването независимо от времевия хоризонт гледан напред. Така колкото по-напред трябва да бъде изготвена прогноза за спектралната заетост (например в IoT среда) LSTM модела дава по-надеждни резултати спрямо "обикновенни" НМ и такива със закъснителна линия на входа.

ДЪЛГОСРОЧНО ПРЕДСКАЗВАНЕ

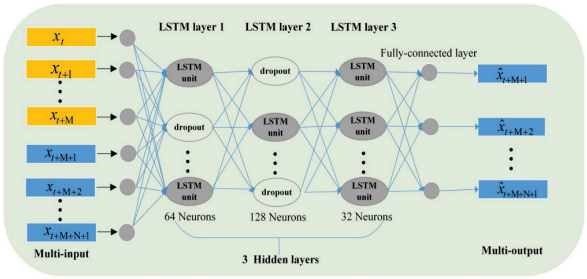
Дългосрочната прогноза включва в себе си и краткосрочна такава. Като се добави и ефекта от натрупване на грешката към всеки следващ отчет, може да се разбере интереса на повечето автори към дългосрочното прогнозиране.

Интересен пример за използване на рекурентна НМ за предсказване на температура в IoT приложения контролиращи дома може да се намери в [7]. Обратната връзка на рекурентната НМ за миналия, настоящ и бъдещ отчет е "разгъната", така че да има линейна последователност. LSTM блока е същият както в [6]. Прогнозирана е стойността на относителната влажност и температура в рам-

ките на 24 часа напред, което е важно при умни сгради и системи за мониторинг и отдалечен контрол. Авторите са изследвали и влиянието върху MSE на отделните параметри като брой отчети, епохи, правила за прекратяване на обучението и т.н.

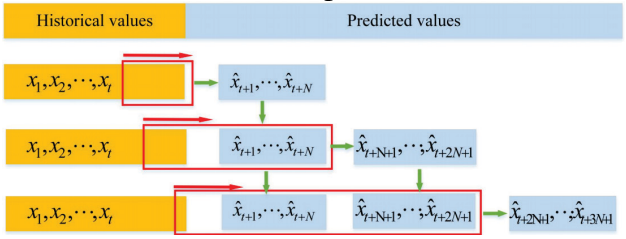
LSTM памет за предсказване на мрежови трафик е използвана и в [8]. Времевите серии са с продължителност от пет минути, час и денонощие. Общото заключение, е че предложеният алгоритъм се справя по-добре в директно сравнение с ARIMA и рекурентни НМ.

Още една гледна точка за предсказване на множество "ходове" напред на система е изложен в [9]. По-специалното тук са множеството изходи на итеративно предсказващия модел с LSTM функционалност. Архитектурата на този модел е илюстрирана на фиг. 6



Фиг. 6 архитектура на модела предложен в [9].

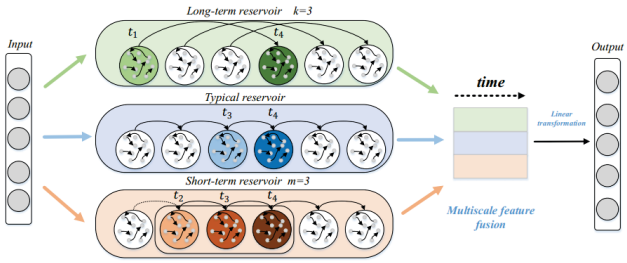
Интересно е да се отбележи, че броя на невроните в скритите слоеве не следва единна последователност на редуциране. Освен това невроните в първите два скрити слоя са както LSTM клетки, така и dropout такива. Невроните между съседните слоеве са напълно свързани. Самият процес по трениране на модела включва освен обичайните етапи по предобработка, нормализация и разделяне на "порции" още избор на размера на най-малките партиди за обучение, trial and error процедура, определяне на размера на стъпката за обучение и още много други финни настройки за трениране, които се избират спрямо входната информация. Стратегията за предсказване е показана на фиг.7.



Фиг. 7 схематична диаграма представяща предложената в [9] стратегия за предсказване на множество отчети напред.

Симулационните експерименти са проведени върху бази данни съдържащи реални инженерни измервания (engineering datasets). Според авторите, предложението им е с подобър ефект от моделите предложени до този момент, но производителността, както отбелязват те зависи от характера на времевата серия.

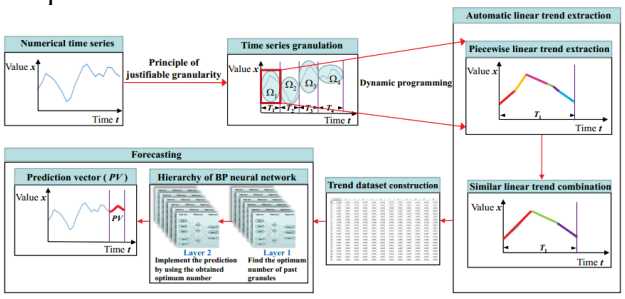
Ехо мрежи за кратко и дългосрочно предсказване са изследвани в [10].



Фиг. 8 обща архитектура на ехо мрежата предложена в [10].

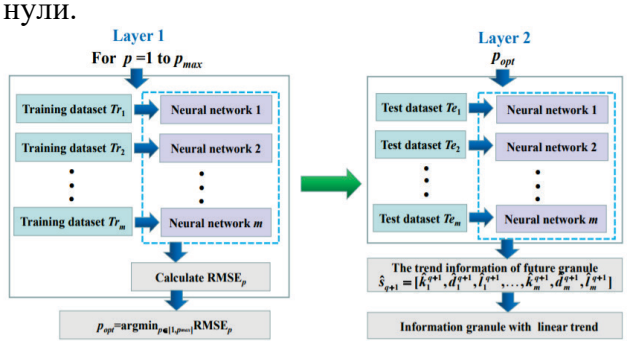
Както се вижда от фиг. 8, модела се състой от множество независими резервоари, всеки с различна рекурентна връзка. Най-горният резервоар е за прихващане на дългосрочни зависимости и "черти" във времевата поредица. Той е настроен за стъпка на "пропускане" (skip step) равна на три, така състояние 4 зависи директно от състояние 1 на системата. Обикновения резервоар в средата на схемата (typical reservoir) използва хипотези на Марков и състояние 4 зависи директно от сътояние 3. Най-отдолу е поместен резервоара за краткосрочна памет. В случай, че неговият параметър е настроен на 3, то състояние 4 на системата ще зависи от предходните две (2 и 3). Наркая всички състояния от отделните резервоари се "слепват" в многомащабна временна картина и така се подават на изходния слой за крайна прогноза. Тази комплексна система е тествана с различни по характер данни - Среден брой на слънчевите петна, Лоренц, натоварване на електрическата мрежа на определен регион и др. Новият метод дава най-малка MSE спрямо класически ехо мрежи, както и такива с кратко или дългосрочна памет. Накрая са изведени зависимости между два от т.нар хиперпараметри на ехо мрежата - skip step и броя стъпки, които резервоара за кратковременни зависимости гледа назад. Като бъдещо разширение на системата се посочва възможността за прихващане на многовариантни времеви серии.

НМ с обратно разпространение на грешката и информационни гранули е показан в [11]. В началото метода сегментира входният времеви поток с цел изваждане на трендове и други специфики. Това е част от задължителната обработка за точна дългосрочна прогноза. Общата рамка за прогнозиране е показана на фиг. 9.



Фиг. 9 рамка за прогнозиране с информационни гранули [11].

В началото времевата поредица се разделя на множество по-малки времеви слотове и от тях се формират гранулите. В последствие от всяка гранула се извлича тренда чрез линейна обработка. След това сходните трендове се комбинират и се конструира нов набор данни с определени характеристики. Накрая е етапа за прогнозиране, състоящ се от две фази. В първата йерархия от НМ с обратно разпространение на грешката намира оптимален брой от предходните гранули, след което предсказването се конструира от порано получения оптимален брой гранули и така се изготвя прогнозния вектор. Предложената йерархията от НМ е показана на фиг. 10. В първият слой се тренират НМ от споменатата йерархия, като непрекъснато се следи RMSE. Във вторият слой се извлича информация за трендовете от бъдещите гранули.



Фиг. 10 йерархия на множество НМ за трениране и извличане на трендове [11].

Времевите редове срещу които е изпробвана системата са Mackey-Glass, цената на електрическата енергия, месечния брои слънчеви петна, River Flow и реда на дневните температури. Спрямо другите алгоритми [11] показва най-ниска RMSE.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Независимо от прилагания математичен апарат, изготвянето на "предсказание" за времеви серии винаги ще е в областта на прогнозите и ще е свързано с грешки [3-5]. Последните тенденции са свързани с извличане на всевъзможни статистични величини на времевите редове. Те от своя страна биват подавани на сложни и комплексни алгоритми с помощта на който се генерира прогнозата [4-7]. Общото мнение на повечето автори, е че няма универсално решение за всички типове времеви редове. По скоро съществуват подходящи структури и алгоритми, които се справят по-добре при определени условия от други [3, 7, 8, 9].

БЛАГОДАРНОСТИ

Този доклад е финансиран от Научно-изследователски сектор при Технически Университет – София.

ЛИТЕРАТУРА

[1] W. Huang, Y. Li and Y. Huang, "Deep Hybrid Neural Network and Improved Differential Neuroevolution for Chaotic Time Series Prediction," in IEEE Access, vol. 8, pp. 159552-159565, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3020801.

[2] T. H. H. Aldhyani, M. Alrasheedi, A. A. Alqarni, M. Y. Alzahrani and A. M. Bamhdi, "Intelligent Hybrid Model to Enhance Time Series Models for Predicting Network Traffic," in IEEE Access, vol. 8, pp. 130431-130451, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3009169.

[3] I. Z. Memon, S. Talpur, S. Narejo, A. Z. Junejo and E. F. Hassan, "Short-Term Prediction Model for Multi-currency Exchange Using Artificial Neural Network," 2020 3rd International Conference on Information and Computer Technologies (ICICT), San Jose, CA, USA, 2020, pp. 102-106, doi: 10.1109/ICICT50521.2020.00024.

[4] Zhang, Daoqing & Jiang, Mingyan. (2020). Hetero-dimensional multitask neuroevolution for chaotic time series prediction. IEEE Access. PP. 1-1. 10.1109/ACCESS.2020.3007142.

[5] F. Shen, J. Liu and K. Wu, "Multivariate Time Series Forecasting based on Elastic Net and High-Order Fuzzy Cognitive Maps: A Case

Study on Human Action Prediction through EEG Signals," in IEEE Transactions on Fuzzy Systems, doi: 10.1109/TFUZZ.2020.2998513.

[6] O. Ozyegen, S. Mohammadjafari, E. Kavurmacioglu, J. Maidens and A. B. Bener, "Experimental Results on the Impact of Memory in Neural Networks for Spectrum Prediction in Land Mobile Radio Bands," in IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, vol. 6, no. 2, pp. 771-782, June 2020, doi: 10.1109/TCCN.2019.2958639.

[7] H. K. Hoomod and Z. S. Amory, "Temperature Prediction Using Recurrent Neural Network for Internet of Things Room Controlling Application," 2020 5th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES), COIMBATORE, India, 2020, pp. 973-978, doi: 10.1109/ICCES48766.2020.9137885.

[8] S. Nihale, S. Sharma, L. Parashar and U. Singh, "Network Traffic Prediction Using Long Short-Term Memory," 2020 International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems (ICESC), Coimbatore, India, 2020, pp. 338-343, doi: 10.1109/ICESC48915.2020.9156045.

[9] X. Wang and Y. Zhang, "Multi-Step-Ahead Time Series Prediction Method with Stacking LSTM Neural Network," 2020 3rd International Conference on Artificial Intelligence and Big Data (ICAIBD), Chengdu, China, 2020, pp. 51-55, doi: 10.1109/ICAIBD49809.2020.9137492.

[10] K. Zheng, B. Qian, S. Li, Y. Xiao, W. Zhuang and Q. Ma, "Long-Short Term Echo State Network for Time Series Prediction," in IEEE Access, vol. 8, pp. 91961-91974, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2994773.

[11] W. Wang, W. L. Liu and H. Chen, "Information granules-based BP Neural Network for Long-term Prediction of Time Series," in IEEE Transactions on Fuzzy Systems, doi: 10.1109/TFUZZ.2020.3009764.

UNITECH 2021 GABROVO

INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE
19-20 November 2021, GABROVO

СИМУЛАЦИОННИ ИЗСЛЕДВАНИЯ НА САТЕЛИТЕН ЦИФРОВ ТЕЛЕВИЗИОНЕН СИГНАЛ ПО СТАНДАРТ DVB – S 2

Панайотис Когиас[1], Станимир Садинов[2], Сейхан Мюмюнали[2], Ана Синдраковска[2], Боян Карапенев[2]
[1]Международен Елински Университет - Кавала, Гърция
[2]Технически Университет Габрово, България

SIMULATION STUDIES OF SATELLITE DIGITAL TELEVISION SIGNAL ACCORDING TO DVB-S2 STANDARD

Panagiotis Kogias[1], Stanimir Sadinov[2], Seyhan Myumyunali[2], Ana Sindrakovska [2], Boyan Karapenev[2]
[1] International Hellenic University - Kavala Campus, Greece
[2] Technical University of Gabrovo, Bulgaria

Abstract

The report presents simulation studies of the model of a DVB-S2 system with a Gaussian channel for connection at different values of the signal-to-noise ratio in Matlab. The number of errors Error1 and Error2 is presented as well as the received signal constellations for received QPSK signal constellations at values of the parameter different values of SNR at constant power of the transmitted signal, respectively P1 = 3W, P2 = 1W, P3 = 0.5W and P4 = 1.5 W. Decreasing the SNR value increases the effect of noise on the received signal and scattering the vector constellation. This leads to a greater number of errors.

Keywords: DVB-S2, Simulation Matlab, QPSK signal, SNR.

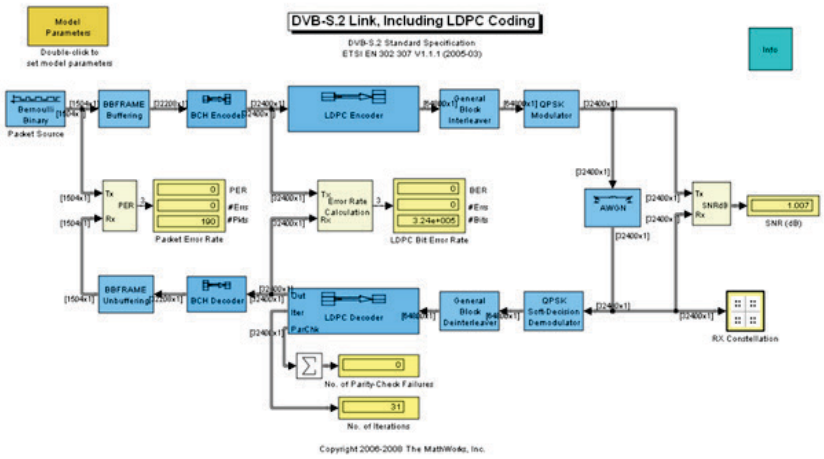
ВЪВЕДЕНИЕ

DVB-S2 е второто поколение стандарт за цифрово видеоразпръскване. Системата представлява съвременно решение за кодиране на канали. Схемата за кодиране се основава на обединяване на LDPC (проверка на четността с ниска плътност) и BCH кодове. LDPC кодовете, могат да постигнат изключително ниски нива на грешки в близост до капацитета на канала чрез използване на алгоритъм за интеративно декодиране с ниска сложност. Външните BCH кодове се използват за коригиране на случайни грешки, допуснати от LDPC декодера [1, 2, 3, 5, 10].

Кодовете на каналите за DVB-S.2 осигуряват значително увеличаване на капацитета над DVB-S при същите условия на предаване и позволяват работа без грешки (честота на грешки в пакета под 10-7) при около 0.7 dB до 1 dB от ограничението на Шенон, в зависимост от режима на предаване [3, 5, 8, 9].

СИНТЕЗИРАНЕ НА СИМУЛАЦИОНЕН МОДЕЛ В MATLAB

В Matlab среда сме моделирали основните блокове на канала за връзка - BCH кодера, LDPC кодера, interleaver (разместване), модулатора, както и техните аналози в приемника, съгласно стандарта DVB-S2. На фиг.1 е представен симулационен модел на цифрова телевизионна система по стандарт DVB-S2 за симулационно изследване в програмния модул SIMULINK (Matlab).



Фиг.1. *Модел на DVB-S.2 система*

Моделът на DVB-S2 представлява усъвършенстван вариант на схема за кодиране на канали, използвана във второ поколение стандарт за цифрово видеоразпръскване (DVB-S.2). Схемата за кодиране се основава на последователност от връзки на LDPC и BCH кодове [4, 6, 7].

Кодовете на каналите за DVB-S2 осигуряват по-голямо увеличаване на капацитета, сравнено с DVB-S при същите условия на предаване и позволяват работа без квази грешки (честота на грешки при пакети под 10-7) при около 0,7 dB до 1 dB от граничната стойност на Шанон, в зависимост от начина на предаване.

Моделът съдържа BCH енкодер, LDPC енкодер, interleaver, модулатор, както и техните аналогични в приемната страна блокове, съгласно стандарта DVB-S2.

DVB-S2 моделът в модула SIMULINK трябва да изпълнява последователно функционалните действия:

- Генериране на BBFRAME от случаен сигнал;
- BCH кодиране - кодиране на всички параметри и нормална FECFRAME;
- LDPC кодиране - кодиране на всички параметри и нормална FECFRAME;
- Interleaving (разместване на последователност от битове от редове в колони);
- Модулация (QPSK или 8PSK);
- AWGN(Адитивен бял гаусов шум) - моделиране канали;
- Soft-decision demodulation - вид методи за декодиране, при които се използват алгоритми за декодиране на данни, кодирани с код за коригиране на грешки;
- Deinterleaving (възстановяване на последователност от битове от колони в редове);
- LDPC декодиране с помоща на алгоритъм за предаване на съобщения;
- BCH декодиране;
- BBFRAME unbuffering.

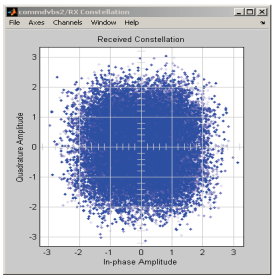
В структурата на модела също така има и блокове за броене и извеждане на грешките в пакетите, LDPC битовите грешки, отношението сигнал/шум - SNR (Signal to Noise Ratio) на канала за връзка. Също така има включен дисплей за визуализиране на изкривяванията на предавания сигнал в канала.

РЕЗУЛТАТИ ОТ СИМУЛАЦИОНИТЕ ИЗСЛЕДВАНИЯ НА МОДЕЛА НА DVB-S2 СИСТЕМАТА

При стартиране на симулацията се визуализира съзвездието на получения модулиран сигнал. Броят на грешно приетите битове на LDPC сигнала (линеен код с корекция на грешки) и броят на грешно приетите пакетити се показват от броячите на грешки и актуализират непрекъснато във времето.

Фиг. 2 показва и ефективността на LDPC кодовете при използвани параметри: QPSK, скорост ½, Es/No = 1dB и 50 итерации при декодирането. И при по-малки стойности на SNR, LDPC декодерът рядко допуска грешка. Разпръснатото съзвездие нагледно показва колко шумен е канала.

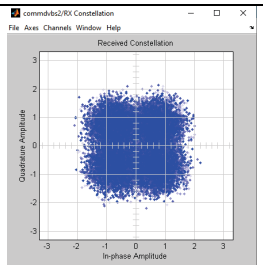
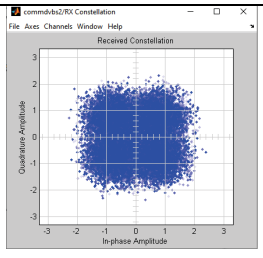
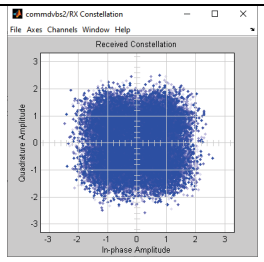
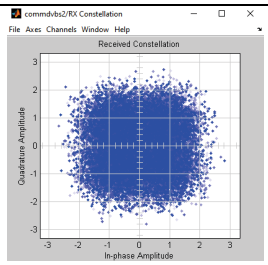
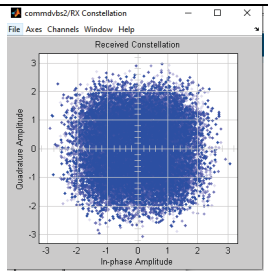
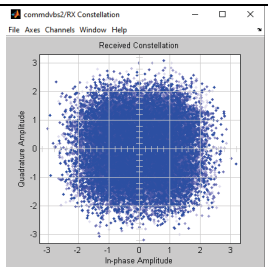
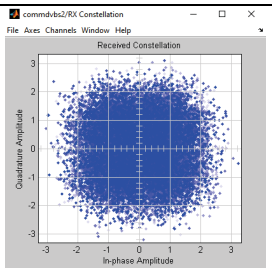
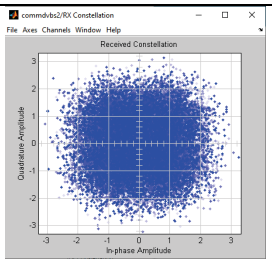
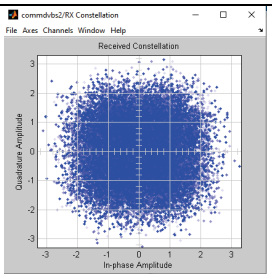
Ако стойността на Es/No се намали, например до 0,5 dB, степента на грешки в битовете на LDPC ще бъде много по-голяма. Това е в съответствие със стръмни криви на ефективността на LDPC кодовете.



Фиг. 2. *Прието QPSK сигнално съзвездие при SNR=10 dB*

В таблици 1, 2, 3 и 4 са показани резултати от извършени симулационни изследвания на модела на DVB-S.2 система с Гаусов канал за връзка при различни стойности на отношението сигнал/шум. Представени са броят на грешките Error1 и Error2 както и получените сигнални съзвездия за различни стойности на SNR при постоянна мощност на предавания сигнал, съответно P1=3W, P2=1W, P3=0.5W и P4=1.5W. Намаляването на стойността на SNR води до увеличаване на влиянието на шумовете върху приетия сигнал и разсейване на векторното съзвездие. Това води до наличието на по-голям брой грешки.

Таблица 1. *Приети QPSK сигнални съзвездия при стойности на параметъра SNR от 10dB до 5.2dB при постояна P1 на предавания сигнал по канала за връзка P1 = 3W*

SNR, dB	Error1	Error2	Received Constellation
10	0	0	
9	0	0	
8	0	0	
7	0	0	
6	0	0	
5.6	16	8	
5.5	7005	105	
5.4	2.426e+004	190	
5.3	2.984e+004	190	

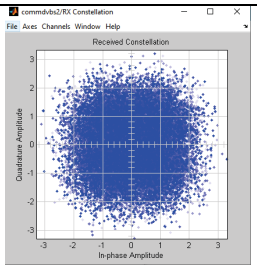
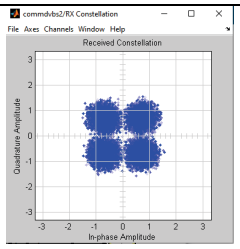
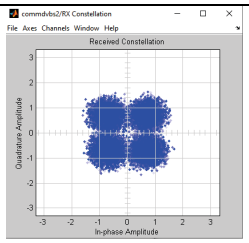
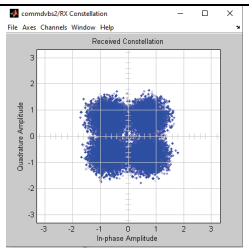
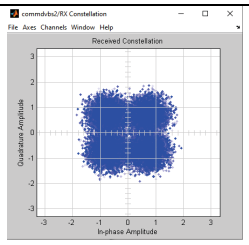
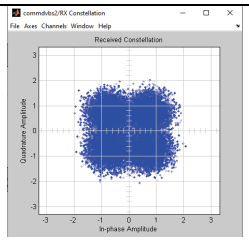
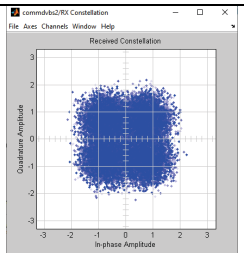
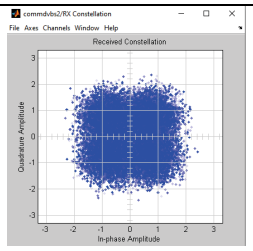
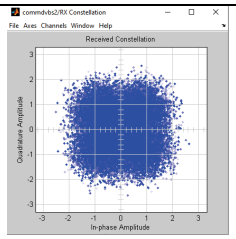
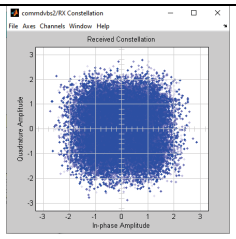
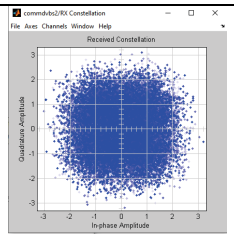
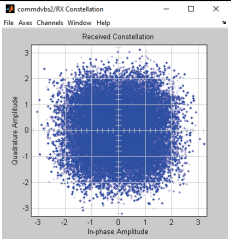
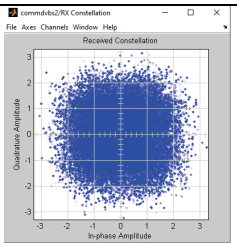
5.2	3.33e+004	190	

Таблица 2. *Приети QPSK сигнални съзвездия при стойности на параметъра SNR от 10dB до 0.4dB при постоянa P2 на предавания сигнал по канала за връзка P2 = 1 W*

SNR,dB	Error1	Error2	Received Constellation
10	0	0	
9	0	0	
8	0	0	
7	0	0	
6	0	0	
5	0	0	
4	0	0	
3	0	0	
2	0	0	
0.8	787	21	
0.7	1.187e+004	133	
0.6	2.686e+004	190	

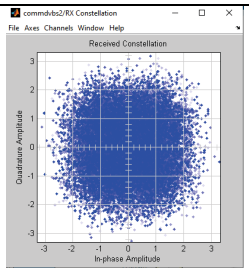
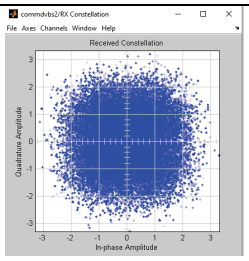
0.5	3.101e+004	190	
0.4	3.414e+004	190	

Таблица 3. *Приети QPSK сигнални съзвездия при стойности на параметъра SNR от 10dB до 2dB при постояна P на предавания сигнал по канала за връзка P = 0.5 W*

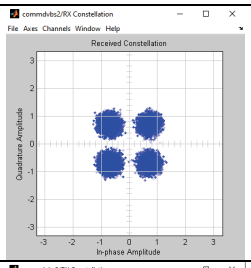
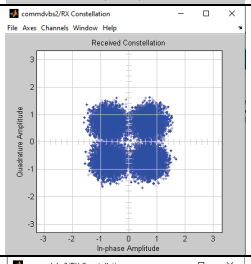
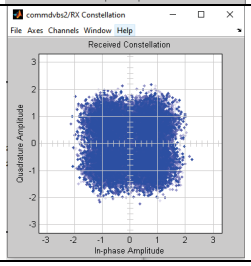
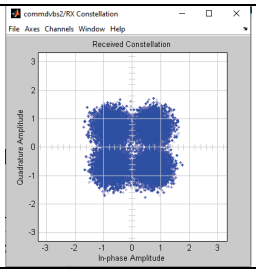
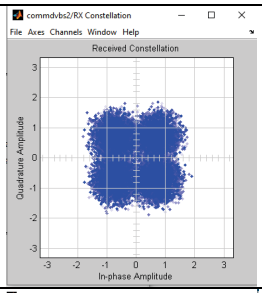
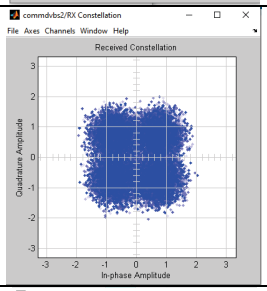
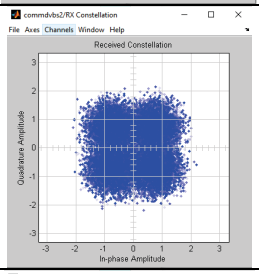
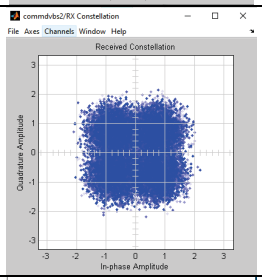
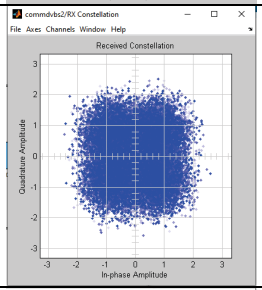
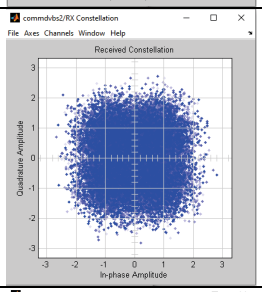
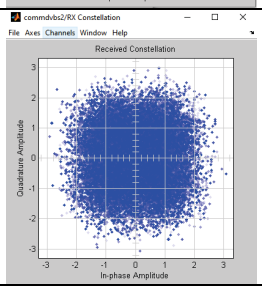
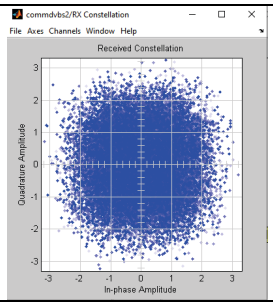
SNR,dB	Error1	Error2	Received Constellation
10	0	0	
6	0	0	
2	0	0	

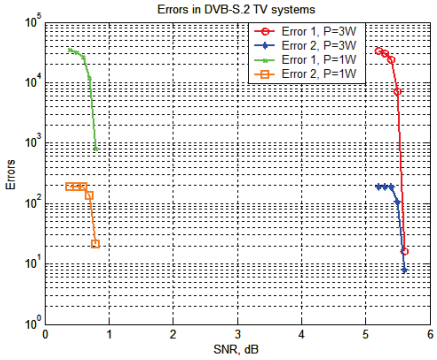
Таблица 4. *Приети QPSK сигнални съзвездия при стойности на параметъра SNR от 10dB до 2dB при постояна P на предавания сигнал по канала за връзка P = 1.5W*

SNR,dB	Error1	Error2	Received Constellation
10	0	0	

9	0	0	
8	0	0	
7	0	0	
6	0	0	
5	0	0	
4	0	0	
3	0	0	

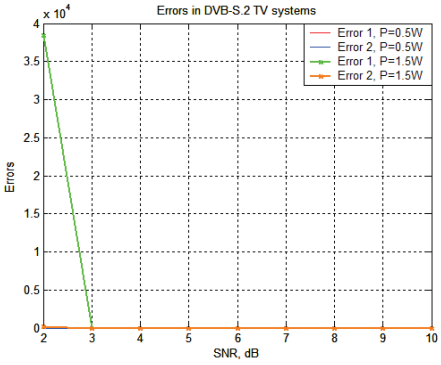
2	3.842e +004	190	

На фиг. 3 и фиг. 4 са показани графични зависимости на Error1 (броят на грешките в резултат на LDPC кодиране/декодиране) и Error2 (броят на грешките в резултат на BCH кодиране/декодиране) в зависимост от отношението сигнал/шум при различни стойности на мощността на предавания сигнал P.



Фиг. 3. *Графични зависимости на Error1 и Error2 във функция на P1 и P2*

При много малки мощности - P=0,5W стойностите на параметрите Error1 и Error2 са нулеви, а Error1 за R=1.5W при SNR между 2 и 3 dB е линейно намаляващо.



Фиг. 4. *Графични зависимости на Error1 и Error2 във функция на P1 и P2*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От получените резултати на фиг. 3 се установява, че с нарастване на SNR зависимостите и за двете мощности (3W и 1W) са аналогични и експоненциално намаляващи с разлика в необходимото отношение сигнал/шум от 4,8 dB. Зависимостите за Error2 в самото начало са линейни.

От сравняване на графичните зависимости, показани на фиг. 3 и 4, се установява различният характер на намаляване на стойностите на грешките Error1 и Error2 при различни мощности на предавания сигнал, като при по-малки мощности зависимостта на Error1 е линейно намаляваща. При по-малки стойности, независимо от малките стойности на отношението сигнал/шум, ефективността и на двата вида кодиране и много голяма, като в краен резултат се получават нулеви грешки.

Установява се, че намаляването на стойността на SNR води до увеличаване на влиянието на шумовете върху приетия сигнал и разсейване на векторното съзвездие. Това обуславя наличието на по-голям брой грешки.

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 / 2021 г. към УЦНИТ при ТУ – Габрово.

REFERENCE

[1] Konov K., “Digital Radio and Television Broadcasting”, Dios, Sofia, 2010.

[2] Angelov K., S. Sadinov, Modelling and Simulation Analysis of Routing Algorithms in Multichannel Optical Communication Networks, Journal of CIEES, Volume 1, Issue 1, June 2021, pp. 29–33, ISSN:2738-7291 (Online), DOI: 10.48149/jciees.2021.1.1.5

[3] Sadinov S., M. Malamatudis, P. Kogias, K. Angelov, Simulation study of a model for transmission of digital television signal according to DVB-S/S2 standard, 55th annual conference of the University of Ruse “Intelligent specialization - innovative strategy for regional Economic Transformation”, Scientific Papers of the University of Ruse - 2016, ISSN 1311-3321, SAT-2G.302-1-CSNT-01, pp. 25-34.

[4] http://www.mathworks.com/help/comm/examples/dvb-s-2-link-including-ldpc-coding.html.

[5] Reimers U., A. Morello, "DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting", submitted to International Journal on Satellite Communication Networks, 2004.
[6] https://www.mathworks.com/help/comm/ug/digital-video-broadcasting-terrestrial.html.
[7] MATLAB Reference Guide. The Math Works, Inc, 2006.
[8] https://www.intechopen.com/chapters/39343
[9] https://www.rfwireless-world.com/Tutorials/DVB-T-vs-DVB-S-vs-DVB-C-vs-DVB-H.html
[10] Nuruzzamam, M. Modeling and Simulation in Simulink for Engineers and Scientists. Authorhouse, USA, 2004.

ROBUSTNESS OF THE SD WATERMARKING ALGORITHM IN IS MAPPING USING COMB FILTERING

Bojan Prlinčević[1], Zoran Milivojević[2]

[1] *Kosovo and Metohija Academy of Applied Studies, Dositejeva bb, 38218 Leposavic, Serbia Organization*
[2] *Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, A. Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia*

Abstract

In this paper, robustness analysis of SD watermarking algorithm in IS mapping using COMB filter 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. Converted image with inserted watermark into audio signal was filtered with COMB filtering. The second part of the paper presents an experiment in which robustness of the Schur algorithm in relation to COMB filtering has been tested. The COMB filter has been realized with scaling factor α and the delay length K. The obtained results were analyzed using objective (MSE and SSIM) and subjective (visual quality) quality measures.

Keywords: keywords, keywords, keywords, keywords, keywords, keywords, keywords.

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 Comb 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 SSIM, subjective (visual quality testing) quality measures.

The paper is organized as follows: SD algorithm for insertion and extraction of digital watermark and Comb 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:

$$A = U \times D \times U', \tag{1}$$

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:

$$H_{i,j} = U_{i,j} \times D_{i,j} \times U_{i,j}^{T}, \tag{2}$$

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:

$$w_{i,j} = 1, \begin{cases} u'_{2,1} = sign(u_{2,1}) * (U_{avg} + T/2) \\ u'_{3,1} = sign(u_{3,1}) * (U_{avg} - T/2) \end{cases}, \tag{3}$$

$$w_{i,j} = 0, \begin{cases} u'_{2,1} = sign(u_{2,1}) * (U_{avg} - T/2) \\ u'_{3,1} = sign(u_{3,1}) * (U_{avg} + T/2) \end{cases}, \tag{4}$$

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:

$$H'_{i,j} = U_{i,j} \times D'_{i,j} \times U_{i,j}^{T}, \tag{5}$$

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':

$$H'_{i,j} = U'_{i,j} \times D'_{i,j} \times (U'_{i,j})^{T}, \tag{6}$$

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':

$$w'_{i,j} = \begin{cases} 0, & if \quad u'_{2,1} > u'_{3,1} \\ 1, & if \quad u'_{2,1} \le u'_{3,1} \end{cases}, \qquad (7)$$

Step 4: Creating the watermark W' from od extracted bits $w_{i,j}'$.

The effect of the Comb filter was realized by applying the filter shown in Fig. 1 [14].

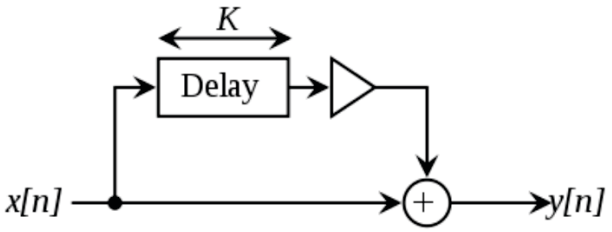


Fig. 1. *Block diagram of the Comb filter*

EXPERIMENTAL RESULTS AND ANALYZE

A. Experiment

For the purpose of testing the influence of Comb 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 Comb filter was applied to the audio signal with the inserted watermark x_w, with with a scaling factor α ($0 \le \alpha \le 1$) and the delayed signal, delay length K, varied in range ($1 \le K \le 20$).

Step 4: From the signal, over which the Comb 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 Structural symilarity index:

$$SSIM = \frac{\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N}\left(W(i,j) \cdot W_{eh}(i,j)\right)}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N}\left(W(i,j)\right)^2} \cdot \sqrt{\sum_{j=1}^{N}\left(W_{eh}(i,j)\right)^2}} \qquad (9)$$

The Comb filter is described by the difference equation:

$$y(n) = x(n) + \alpha \cdot x(n-K) \qquad (10)$$

where α ($0 \le \alpha \le 1$) is a scaling factor applied to the delayed signal, K is the delay length (measured in samples, $1 \le K \le 20$).

The z transform of of the equation (10) yields:

$$Y(z) = \left(1 + \alpha z^{-K}\right) \cdot X(z) \qquad (11)$$

The transfer function is defined as:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = 1 + \alpha z^{-K} = \frac{z^K + \alpha}{z^K} \qquad (12)$$

Amplitude characteristic |H| is calculated in the z-plane on the circle $r = 1$.

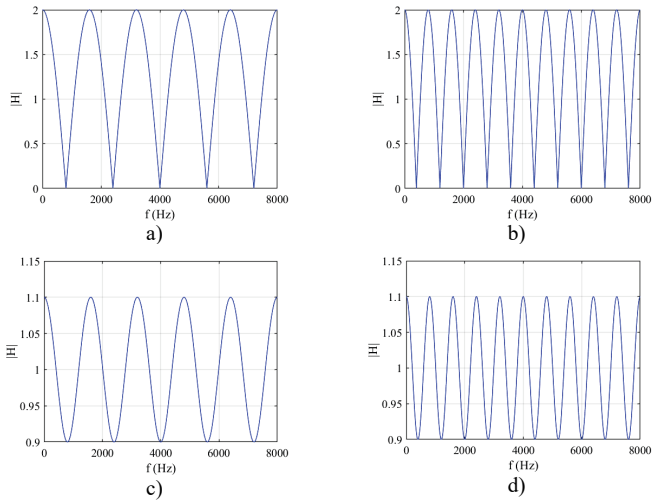
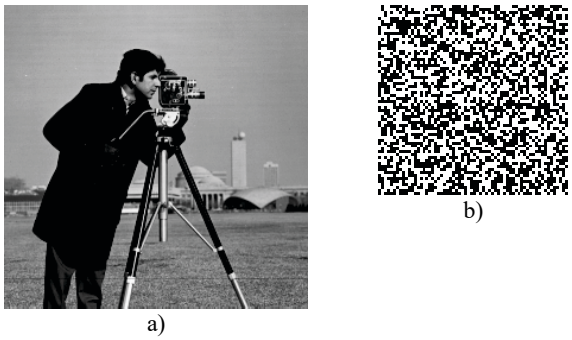


Fig. 2. *Amplitude characteristics of Comb filter for: a) K = 10 and α = 1, b) K = 20 and α = 1, c) K = 10 and α = 0.1 and d) K = 20 and α = 0.1.*

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 Comb filter was performed with a scaling factor α ($0 \leq \alpha \leq 1$) and the delayed signal, delay length K, varied in range ($1 \leq K \leq 20$). 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 Comb filter is presented in figure 2: a) $K = 10$ and $\alpha = 1$, b) $K = 20$ and $\alpha = 1$, c) $K = 10$ and $\alpha = 0.1$ and d) $K = 20$ and $\alpha = 0.1$.



a) b)

Fig. 3. *Images used in the paper: a) Lena, and b) Watermark.*

B. Results

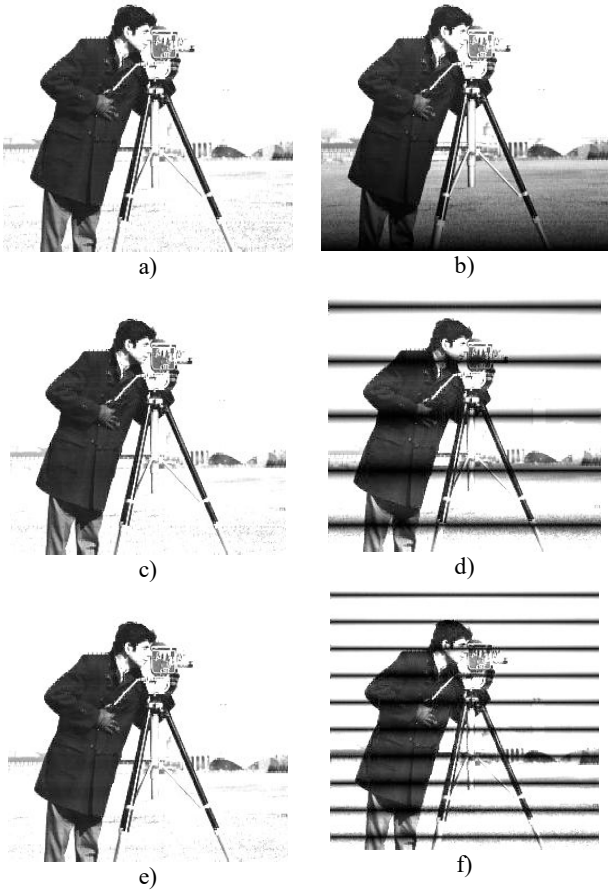
Realization of experiment resulted with:

a) in fig. 4. the appearance of the image obtained from the signal over which the Comb filter was applied, has been presented, with the scaling factor α and the delayed signal K: a) $K = 1$ and $\alpha = 0.1$, b) $K = 1$ and $\alpha = 1$, *c*) $K = 10$ and $\alpha = 0.1$, d) $K = 10$ and $\alpha = 1$, e) $K = 20$ and $\alpha = 0.1$ and f) $K = 20$ and $\alpha = 1$.

b) in fig. 5. the appearance of the extracted watermark from the signal over which the Comb filter was applied, has been presented, with the scaling factor α and the delayed signal K: a) $K = 1$ and $\alpha = 0.1$, b) $K = 1$ and $\alpha = 1$, *c*) $K = 10$ and $\alpha = 0.1$, d) $K = 10$ and $\alpha = 1$, e) $K = 20$ and $\alpha = 0.1$ and f) $K = 20$ and $\alpha = 1$.

c) in fig. 6. is presented MSE for extracted watermark (insertion factor $T = 0.01$), and varied the delay length K ($1 \leq K \leq 20$), and averaged for scaling factor α. In fig. 7. is presented MSE for extracted watermark (insertion factor $T = 0.01$), and varied the scaling factor $0 \leq \alpha \leq 1$, and averaged for Delay length is set on value K.

d) in fig. 8. is presented SSIM for extracted watermark (insertion factor $T = 0.01$), and varied the delay length K ($1 \leq K \leq 20$), and averaged for scaling factor α. In fig. 9. is presented SSIM for extracted watermark (insertion factor $T = 0.01$), and varied the scaling factor $0 \leq \alpha \leq 1$, and averaged for delay length is set on value K.



a) b) c) d) e) f)

Fig. 4 *Visual appearance of image after applying the Comb filter for: a) $K = 1$ and $\alpha = 0.1$, b) $K = 1$ and $\alpha = 1$, c) $K = 10$ and $\alpha = 0.1$, d) $K = 10$ and $\alpha = 1$, e) $K = 20$ and $\alpha = 0.1$ and f) $K = 20$ and $\alpha = 1$.*

a) b)

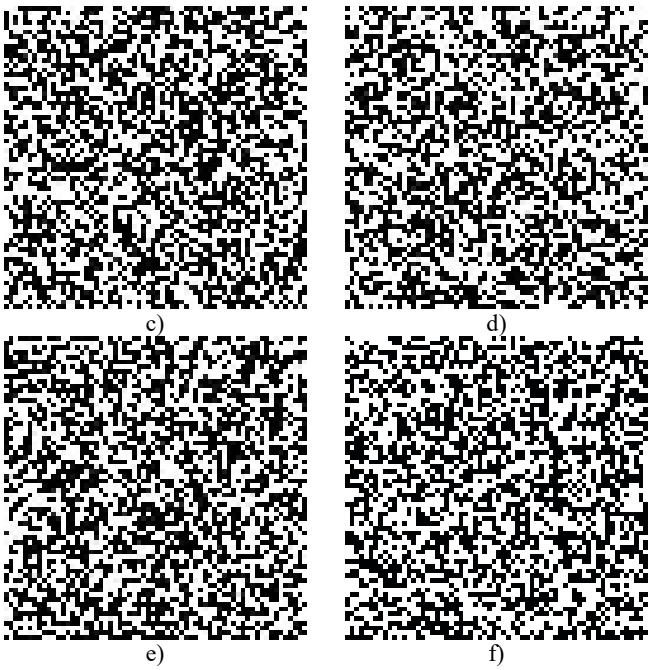


Fig. 5. *Visual appearance of extracted watermark (T = 0.01) after applaing the Comb filter: : a) K = 1 and α = 0.1, b) K = 1 and α = 1, c) K = 10 and α = 0.1, d) K = 10 and α = 1, e) K = 20 and α = 0.1 and f) K = 20 and α = 1.*

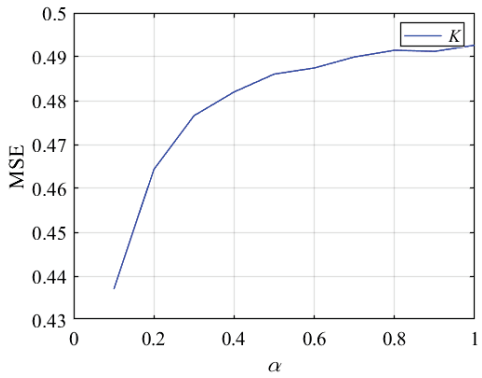


Fig. 6. *Diagram of MSE for extracted watermark (T = 0.01), averged for the delay length K (1 ≤ K ≤ 20).*

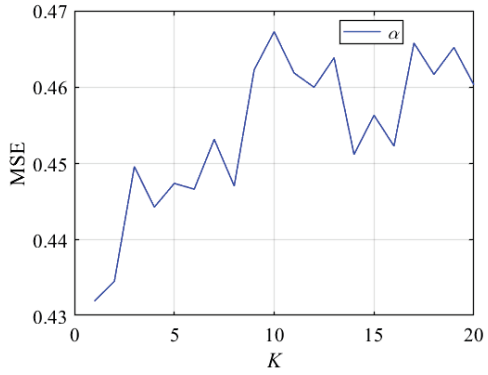


Fig. 7. *Diagram of MSE for extracted watermark (T = 0.01), averged for scaling factor α (0 ≤ α ≤ 1).*

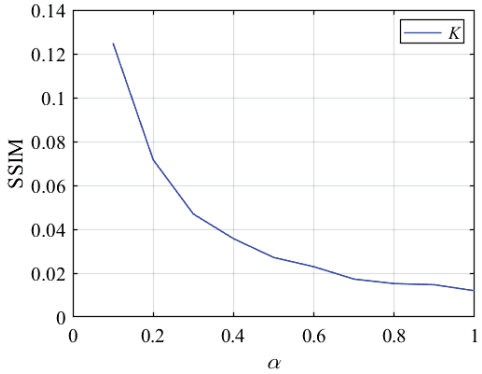


Fig. 8. *Diagram of SSIM for extracted watermark (T = 0.01), averged for the delay length K (1 ≤ K ≤ 20).*

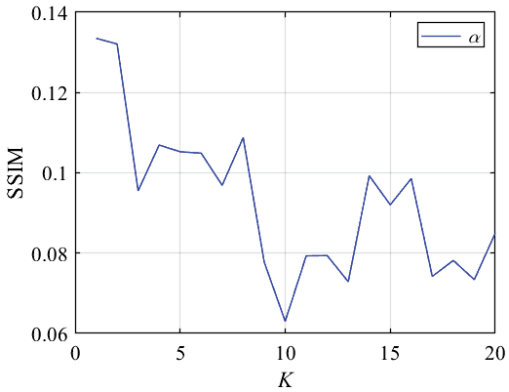


Fig. 9. *Diagram of SSIM for extracted watermark (T = 0.01), averged for scaling factor α (0 ≤ α ≤ 1).*

C. 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.

Objective analysis was conducted based on the MSE results shown in fig.6. and fig.7., and SSIM shown in fig.8. and fig.9. The analysis of the results concludes that after applying the Comb filter to the audio signal, the quality of the extracted watermark is poorer for higher values of the delay length K. Higher values of scaling factor α causes higher values of MSE, extracted watermark is with lower quality. Based on the results (SSIM) shown in fig.8. and fig.9. it can be concluded that after applying the Comb filter to the audio signal the quality of the extracted watermark is poorer for higher values of the delay length K. Higher values of scaling factor α causes lower values of SSIM, extracted watermark is with lower quality.

CONCLUSION

In this paper is analyzing the robustness of the SD watermarking algorithm in IS mapping, on the Comb (audio signal) filtering. Comb filter was performed with a scaling factor α ($0 \leq \alpha \leq 1$) and the delayed signal, delay length K, varied in range ($1 \leq K \leq 20$). 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 SSIM) and subjective (visual quality) analysis of the extracted watermark, it was concluded that the quality of the extracted watermark is poorer for higher values of the delay length K. Higher values of scaling factor α causes higher values of MSE, extracted watermark is with lower quality. Higher values of scaling factor α causes lower values of SSIM, extracted watermark is with lower quality.

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 wavelet 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>,

http://javoice.joomlart.com/..

ESTIMATION THE FUNDAMENTAL FREQUENCY OF THE SPEECH SIGNAL USING AUTOCORRELATION ALGORITHM

Zoran Milivojević[1], Bojan Prlinčević[2], Dijana Kostić [3]

[1] Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, A. Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia
[2] Kosovo and Metohija Academy of Applied Studies, Dositejeva bb, 38218 Leposavic, Serbia
[3] Geonais, Svetozara Markovića 1/L2, 18000 Niš, Serbia

Abstract

The first part of the paper describes an algorithm for estimating the fundamental frequency of a speech signal using the autocorrelation function. The fundamental frequency is determined based on the position of the maximal component of the autocorrelation function. Due to the discrete structure of the autocorrelation function, an estimation error occurs. The second part of the paper describes an algorithm for estimating the fundamental frequency in which parametric convolution with a 1P Keys kernel is applied. The last part of the paper presents the results of an experiment in which the optimal parameters of the 1P Keys kernel for some classical, time symmetric, window functions were determined. Comparative analysis of the results showed the high precision of the proposed algorithm.

Keywords: Fundamental frequency. Parametric Convolution. Convolution kernel. Speech signal.

1. INTRODUCTION

With the intensive development of the information technologies, the possibilities for wide implementation of Digital Signal Processing (DSP) have drastically increased. In this way, it is possible to archive a large amount of data, as well as their transmission via communication systems [1]. Among other things, DSP systems are used in the processing of the audio, speech and music signals, image and video signal processing [2].

In Digital Speech Processing, intensive work is being done on the development of algorithms for: a) speaker recognition, b) semantic speech recognition, c) speaker health analysis, d) language recognition, e) speech extraction from the background noise, f) dereverberations, d) echo suppression, h) speech signal quality corrections, etc. [1,3]. Modern information systems are applied to music, starting from composing, performing, archiving, to transferring music material over the Internet, etc. [4]. In addition, analyzes and evaluations of certain parameters of musical instruments are performed. By analyzing the work of musical instruments and forming its model, virtual musical instruments are created that sound to a large extent like the original [5]. Algorithms for analysis of the music signals are current, as well as information systems in which they are implemented, for: a) detection of instruments and timbre colors, b) note onset time detection, c) recognition of chords and their transcription, e) beat and rhythm, f) isolation and transcription of solo and bass lines, d) Singing Voice Extraction,... [6].

Many of the mentioned algorithms are based on the estimation of the fundamental frequency, F_0, audio and speech signal. A number of algorithms for estimating F_0 have been developed. Analyzes are performed in: a) time-domain (TD) and b) frequency-domain (FD) [7]. The time domain estimation algorithms are based on the analysis of time waveforms. If the waveform of the signal is periodic, then the period can be observed and F_0 can be estimated on its basis. The TD algorithms intensively uses autocorrelation functions [8] to detect the pitch period. In [7], an algorithm, called the YIN algorithm, where the estimation is performed using the autocorrelation function (ACF), was proposed.

The ACF of a discrete periodic signal is a discrete and a periodic function [11]. The ACF components have a time interval witch equal to the sampling time periods, T_S, of the signal. Determining the period of the discrete signal implies locating the first, dominant peak, at the ACF. Then the fundamental frequency is equal to the reciprocal of the time shift of the peaks in relation to the beginning of the ACF. Here, the problem of estimating of the fundamental frequency arises when the actual dominant peak of ACF is not located on an integer product of T_S, but somewhere between two adjacent components with the highest energy. In this case, estimation of the position is performed by selecting the position of the peak and, thus, a significant estimation error F_0 occurs. The estimation error reduction can be done by applying an interpolation algorithm.

This paper describes the algorithm for estimating the F_0 of the speech signal using: a) autocorrelation function and b) parametric cubic interpolation. Interpolation was performed using a 1P Keys kernel [9]. An experiment, in which some standard, time-symmetric window functions (Hamming, Hann, Blackman, Rectangular, Kaiser and Triangular) are modified: a) specially designed audio test signal and b) speech signal, is described. After that, an estimate of the F_0 was performed, the MSE was defined and determined, and, based on it, the optimal values of the αopt kernel parameter for various window functions were determined. Comparative analysis determined the window function with the lowest MSE. The efficiency of the proposed algorithm, by comparative analysis with the results of the F_0 estimate based on finding the ACF maximum, was determined.

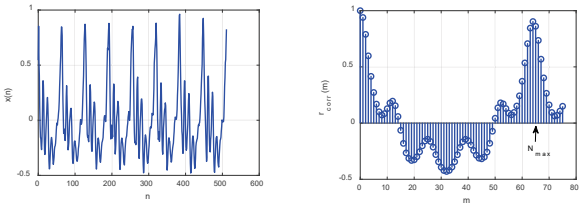
The further organization of this work is as follows. Section 2 describes the fundamental frequency estimation error. Section 3 presents an algorithm for estimating the fundamental frequency using an autocorrelation function. Section 4 describes the experiment, presents the results, and performs a comparative analysis. Section 5 is the conclusion.

2. ESTIMATION F_0 USING AUTOCORRELATION

Correlation is a measure of the similarity of two signals. It is defined as the similarity of one signal at time k and another at time $k + m$. In this case, the correlation function is cross correlation. The autocorrelation function is a measure of the similarity of the same signal at time k and at time $k + m$. For a discrete signal $x(n)$, whose length is N, an autocorrelation function is defined by [11]:

$$r_{corr}(m) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\cdot x(n+m), \quad \mathrm{m} = 0,1,2,... \qquad (1)$$

In fig. 1.a the Speech test signal $x(n)$ is shown. Its autocorrelation function rcorr is shown in Fig. 1.b. The waveform of x can be complex and unsuitable for determining periods. The autocorrelation function rcorr is more suitable for calculating the signals period. In fig. 1.b the position of the maximum of the autocorrelation function is denoted by N_{max}. The signal period is $T_0 = N_{max} * T_S$, where T_S is the sampling frequency of the time continuous signal $x(t)$. The fundamental frequency of the signal $x(n)$ is $F_0 = 1 / T_0 = 1 / (N_{max} * T_S)$. Determining the position of the maximum component of the autocorrelation function is realized by the Peak-Picking algorithm.

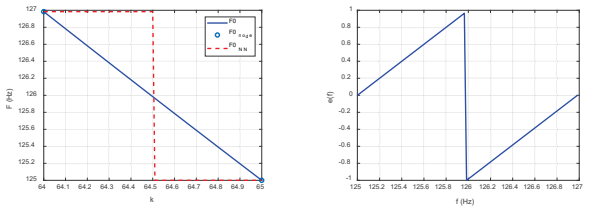


a) b)

Fig. 1. *Speech test signal: a) time waveform and b) autocorrelation function.*

After determining the autocorrelation function and locating the peak, it is possible to accurately estimate the fundamental frequency only for signals whose fundamental frequency is $F_0 = 1 / (k * T_S)$ for $k = 1, 2, 3,...$ For signals whose fundamental frequency F_0 is in the interval $(k + 1) * T_S) < F_0 < 1 / (k * T_S)$, the estimation is performed by rounding and, thus,

causes an estimation error. The calculation of F_0 is realized using the Nearest Neighbor method. In fig. 2.a shows the actual F_0 of the signal x sampled with F_S = 8 kHz in the range (125 - 126.9841) Hz, which corresponds to the components k = 64 and k = 65 of the autocorrelation function (symbol '-'). Using the Peak-Picking algorithm, the values of F_0 for node k = 64 and k = 65 (symbol 'o') were calculated. The estimated values of the fundamental frequency, F_{0NN}, determined by applying the Nearest Neighbor method in the interval k = (64.65) are shown by the symbol '-'. The estimation error, $e(f)$, is shown in Fig. 2.b.



a) b)

Fig. 2. *a) Fundamental frequency F_0 trajectory between (64-65) autocorrelation components, value F_{0node} in nodes k = {64, 65}, and value F_{0NN} estimated by rounding. b) estimation error e caused by rounding.*

Reducing the fundamental frequency estimation error, e(f), can be done by applying interpolation. By interpolation, based on the position of the maximum value of the autocorrelation function, N_{max}, a series of m = $\{N_{\max}$ -1, $N_{\max}$, $N_{\max}$ + 1, $N_{\max}$ + 2$\}$ is formed and the position of the maximum is interpolated and, based on it, the fundamental frequency is calculated.

3. FUNDAMENTAL FREQUENCY ESTIMATION ALGORITHM

The algorithm for estimation of the fundamental frequency is applied over the i-th block $\mathbf{x}_I$ of the signal $\mathbf{x}$, and consists of the following steps:

Input: $\mathbf{x}_I$ - frame of discrete signal $\mathbf{x}$. N - frame length. F_0 -fundamental frequency. T_S - sampling period.

Output: F_e - estimated fundamental frequency.

Step 1: The $\mathbf{x}_I$ signal is modified by the window function w:

$$\mathbf{x}_{IW} = \mathbf{x}_I * \mathbf{w} \qquad (2)$$

Step 2: Determine the autocorrelation function r_X,

Step 3: Using the Peak-Picking algorithm, the position of the maximum of the autocorrelation function, N_{max}, is calculated.

Step 4: By applying parametric interpolation with the interpolation kernel r_{PCC}, the continuous function R_X is determined.

Step 5: By differentiating the function R_X and equalizing with zero, the position of the maximum between the two n_{max} samples is determined. The real position of the maximum is $N_M = N_{max} + n_{max}$.

Step 6: The estimated fundamental frequency is:

$$F_e = 1/\left(\left(N_{\max} + n_{\max}\right) \cdot T_S\right) \qquad (3)$$

Step 7: The mean square error of the fundamental frequency estimate is:

$$MSE = \overline{(F_0 - F_e)^2} \qquad (4)$$

In the continuation of this paper, an experiment is described in the framework of which the efficiency of the fundamental frequency estimation algorithm at Sine and Speech signal was tested.

4. EXPERIMENTAL RESULTS AND COMPARATIVE ANALYSIS

4.1 Experiment

An experiment, in which the fundamental frequency of the test signal was estimated using autocorrelation, was conducted. Increasing the estimation accuracy was achieved by applying parametric cubic interpolation. The 1P Keys interpolation kernel was applied. 1P Keys kernel optimization was performed by determining the optimal interpolation parameter αopt. The optimal parameters of the interpolation kernel were determined using the algorithm described in

Section 3. Signal modification was performed with standard, time-symmetric, window functions, as follows: a) Hamming, b) Hann, c) Blackman, e) Rectangular, e) Kaiser's and f) Triangular. The minimum Mean Square Error, MSEmin, was determined for each window function. After that, the optimal values of the parameters ptopt. Finally, the efficiency of the fundamental frequency estimate, determined by applying interpolation, was determined by comparison with MSE when the Peak-Picking algorithm was applied.

4.2 Test signal

Testing of fundamental frequency estimation algorithms was performed using two test signals, as follows: a) Sine test signal, and b) Speech test signal. The sine test signal is defined by [10]:

$$s(t)=\sum_{i=1}^{K}\sum_{g=0}^{M}a_i\sin\left(2\pi i\left(F_o+g\frac{F_s}{NM}\right)t+\theta_i\right) \quad (5)$$

where F_0 is the fundamental frequency, θ_i and a_i are the phase and amplitude of the i-th harmonic, K is the number of harmonics, M is the number of points between two samples in the spectrum in which PCC interpolation is performed. The frequency of the sampling signal is F_S = 8 kHz and the length of the window function is N = 256 (T = 32 ms). The results presented in the further part of the paper refer to F_0 = 125-126.9841 Hz. The number of frequencies in the specified band for which the assessment is performed is M = 100. The sinusoidal test signal is with K = 10 harmonic amplitudes a = {0.98, 0.34, 0.2, 0.2, 0.34, 0.18, 0.19, 0.2, 0.34, 0.1}.

4.3 Results

By applying the algorithm, described in Section 3, over the test signal, a modification of the window functions was performed. The MSE trajectories are shown in: a) fig. 3 (Hamming), a) fig. 4 (Hann), a) fig. 5 (Blackman), a) fig. 6 (Rectangular), a) fig. 7 (Kaiser) and a) fig. 8 (Triangular). The values of the optimal parameters aopt and the minimum values of the mean square error MSEmin = MSE (aopt) are shown in Table 1 (Sine test signal) and Table 2 (Speech signal). The MSE for the Peak-Picking algorithm is MSEpp = 0.3251.

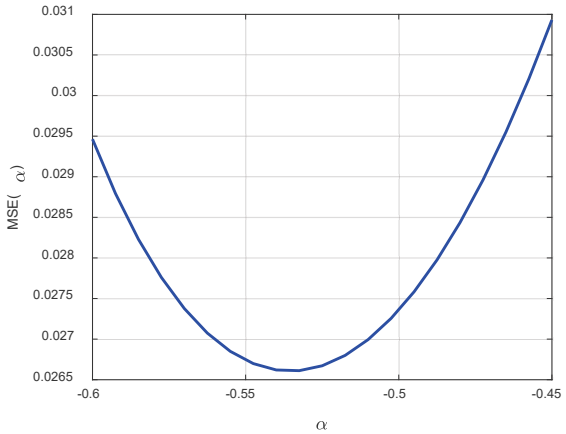


Fig. 3. *MSE for Hamming window.*

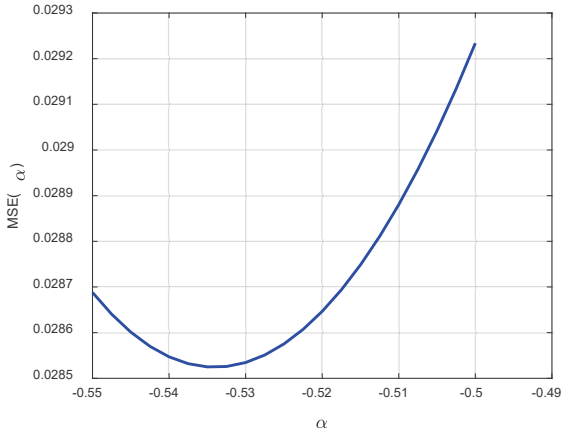


Fig. 4. *MSE for Hann window.*

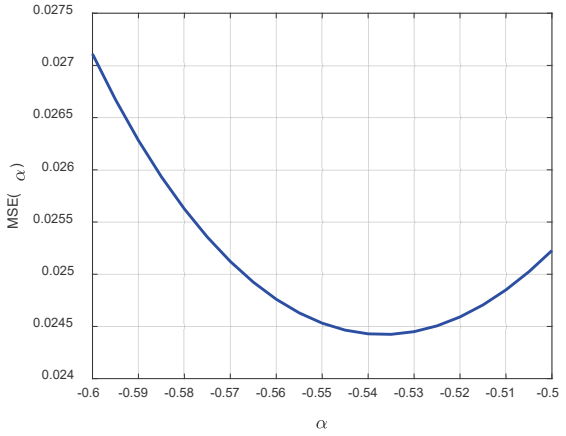


Fig. 5. *MSE for Blackman window.*

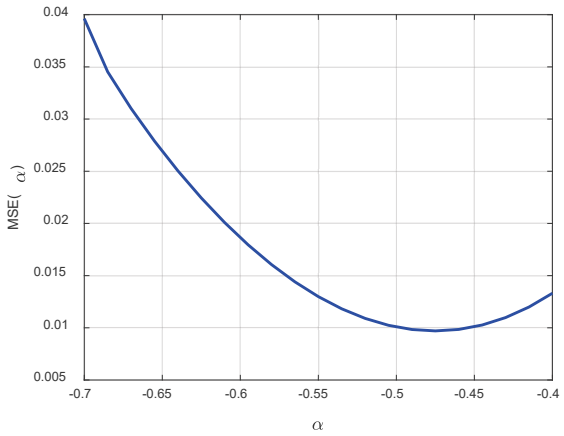


Fig. 6. *MSE for Rectangular window.*

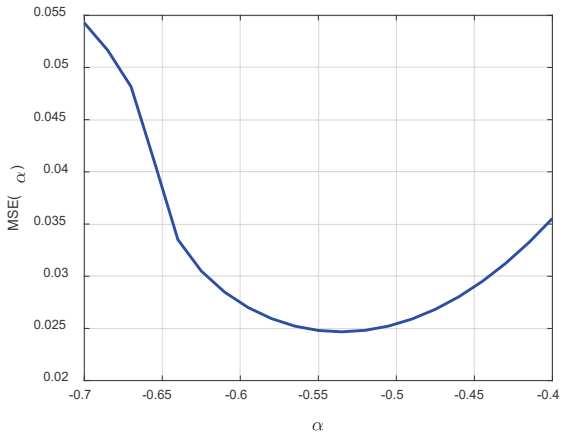


Fig. 7. *MSE for Kaiser window.*

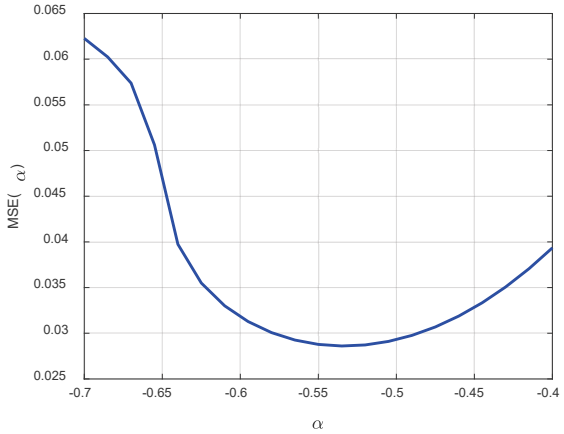


Fig. 8. *MSE for Triangular window.*

Table 1. *Sine test signal: MSE_{min} and α_{opt} for 1P Keys kernel.*

Window	α_{opt}	MSE_{min}	MSE_{PP}/ MSE_{min}
Hamming	-0.5600	0.0015	216.7333
Hann	-0.5600	0.0021	154.8095
Blackman	-0.5550	0.0040	81.2750
Rectangular	-0.5500	0.0019	171.1053
Kaiser	-0.5600	0.0010	325.1000
Triangular	-0.5600	0.0014	232.2143

Table 2. *Speech test signal: MSE_{min} and α_{opt} for 1P Keys kernel.*

Window	α_{opt}	MSE_{min}	MSE_{PP}/ MSE_{min}
Hamming	-0.5325	0.0266	12.2218
Hann	-0.5350	0.0285	11.4070
Blackman	-0.5350	0.0244	13.3237
Rectangular	-0.4750	0.0097	33.5154
Kaiser	-0.5350	0.0247	13.1619
Triangular	-0.5350	0.0286	11.3671

4.4 Analysis of results

Based on the results shown in Table 1 and Table 2, it is concluded that the minimum MSE is for:

a) Sine test signal MSEmin = 0.001, aopt = -0.5600 for Kaiser window function. Compared to MSE for the Peak-Picking algorithm using interpolation with the 1P Keys kernel, the estimation error is less than MSEpp / MSEmin = 0.3251 / 0.001 = 1000 times [11].

b) Speech test signal MSEmin = 0.0097, aopt = -0.4750 for Rectangular window function. Compared to MSE for the Peak-Picking algorithm using interpolation with the 1P Keys kernel the estimation error is less MSEpp / MSEmin = 0.3251 / 0.0097 = 33.5154 times.

The error with estimating of the fundamental frequency of the speech signal in relation to the sine signal is 0.0097 / 0.001 = 9.7 times smaller.

5. CONCLUSION

The paper presents an algorithm for estimating the fundamental frequency of audio (sine and speech) signals witch based on the autocorrelation function. The increase in estimation accuracy was performed by applying PCC interpolation with a 1P Keys kernel. Detailed analysis showed that the MSE of the Sine test signal was 325.1 less than the application of the Peak-Picking algorithm in the case of the application of the Kaiser window function and aopt = -0.56. MSE error with Speech test signal 33.5154 less compared to using Peak-Picking algorithm, for Rectangular window functions and aopt = -0.4750. The MSE estimation error code at the

Speech signal compared to the Sine signal is 9.7 times smaller. These results provide a recommendation for the application of the proposed autocorrelation algorithm in systems for operation in real mode.

REFERENCE

[1] McCandless M., The MP3 revolution, *IEEE Intelligent Systems and their Applications*, 14, 3, 8–9, 1999.

[2] M. Tanimoto, Overview of free viewpoint television, *Signal Processing: Image Communication*, Vol. 21, pp. 454–461, 2006.

[3] B. Yegnanarayana, P. S. Murthy, Enhancement of reverberant speech using LP residual signal, *IEEE Trans. Speech Audio Process.*, Vol. 8, no. 3, pp. 267-281, May 2000.

[4] Müller, M., Ellis, D., Klapuri, A, Richard, G., Signal Processing for Music Analysis, *IEEE Journal Of Selected Topics In Signal Processing*, Vol. 5, No. 6, October 2011.

[5] Balazs, B., Laszlo, S., Generation of longitudinal vibrations in piano strings: From physics to sound synthesis, *Journal Acoustical Society of America*, Vol. 117, No. 4, April 2005.

[6] Joder, C., Essid, S., Temporal integration for audio classification with application to musical instrument classification, *IEEE Trans. Audio, Speech, Lang. Process.*, Vol. 17, No. 1, pp. 174–186, 2009.

[7] Kawahara C. H., YIN, a fundamental frequency estimator for speech and music, *Journal of the Acoustical Society of America*, 111, 4, 1917–1930, 2002.

[8] Rabiner L., Shafer R., Digital Processing of Speech Signals, *Prentice-Hall Signal Processing Series*, New Jersey, 1978.

[9] Keys R.G., Cubic convolution interpolation for digital image processing, *IEEE Transaction on Acoustics, Speech & Signal Processing*, 29, 6, 1153–1160, 1981.

[10] 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.

[11] Z. Milivojevic, D. Brodic, V. Stojanovic, Estimation Of Fundamental Frequency With Autocorrelation Algorithm, Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Proceeding, pp. 17-21, Nis, 2017.

OPTIMIZATION OF THE LANCZOS KERNEL PARAMETER FOR INTERPOLATION IMAGE

Nataša Savić[1], Zoran Milivojević[1]

[1] *The Academy of Applied Technical and Preschool Studies, Section Niš, Aleksandra Medvedeva 20, 18000 Niš, Serbia*

Abstract

In this paper, the parameter optimization of the 1P Lanczos interpolation kernel is performed. The optimal value of the parameter was determined experimentally, by interpolating some test images. The accuracy of the Lanczos interpolation kernel was measured using MSE. For the purpose of comparative analysis interpolation was performed the test images with the implementation of the 1P Keys and Dodgson kernels. The results are presented graphically and tabularly.

Keywords: convolution, interpolation, parametric convolution interpolation kernel, optimal value parameter.

1. INTRODUCTION

The interpolation theory has been drawing attention since the early days. The word ’interpolation’ originates from Latin verb ’interpolare’ and means ’inserting new members between given members’. In English literature, the word ’interpolation’ is first encountered and used since 1612. and it’s used in sense of exchanging (text) after inserting a new one. Newton’s geometrical curve which pass through any given points descriptions, 1675 are the very basis of development of the interpolational methods.’ During the 19th Century, the interpolation methods based on polynomials had been intensively studied. Schoneberg 1946 defined basis functions which enable interpolation of equdistant data [1]. During 1970 interpolation techniques based on cubic convolution had been further developed [2], [3]. Researches about convolution interpolation are involved in many works [4] – [8]. Convolution interpolation is realised with the appliance of interpolation convolution kernel. Different interpolation kernels enable different accuracy and efficacy of interpolation algorithms. Velocity of interpolation algorithms execution and their numerical accuracy are directly linked with choice of interpolation kernel In order to increase the estimate of the interpolated value, the parameterization of the kernel was performed. The kernel parameter can be determined according to some criteria so as to obtain the highest accuracy of the estimate, ie to minimize the interpolation error. Thus, the determined value of the kernel parameter becomes optimal.

In this paper, the optimal value of one-parameter (1P) Lanczos kernel is decided by experimental ways, at interpolation of some test images . For each test image, the optimal value of kernel parameter, $\alpha_{opt.}$ is determined. For the purpose of comparative analysis, interpolation was performed in test images using the 1P Keys interpolation kernel [4] and the Dodgson kernel [5]. The accuracy of the interpolation kernel was measured using the mean square error (MSE) between the accurate and the interpolated value.

In the folowwing, 1P Lanczos interpolation kernel, which is based on the *sinc* function, is described. An experiment and an algorithm are described by which the optimal value of the kernel parameter is determined. The results are presented using tables and graphs.

2. LANCZOS INTERPOLATION KERNEL

1P Lanczos interpolation kernel is defined with[9]:

$$L(x)=\begin{cases}\dfrac{\sin(\pi x)}{\pi x}\cdot\dfrac{\sin\left((\pi x)/\alpha\right)}{(\pi x)/\alpha} & , \quad 0\le|x|<\alpha \\ 0 & , \quad |x|\ge\alpha\end{cases} \tag{1}$$

where is α kernel parameter.

In Fig. 1 1P Lanczos interpolation kernel is shown for some parameter values α.

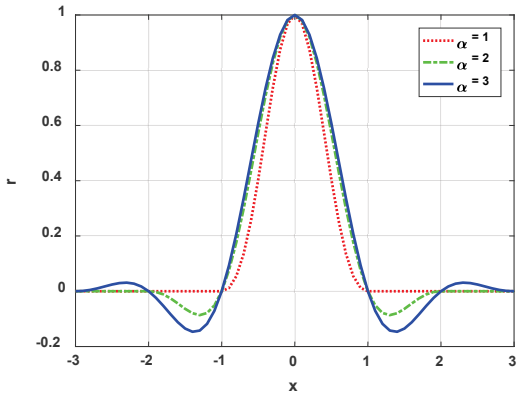


Fig. 1. *Lanczos interpolation kernel for different parameter value α.*

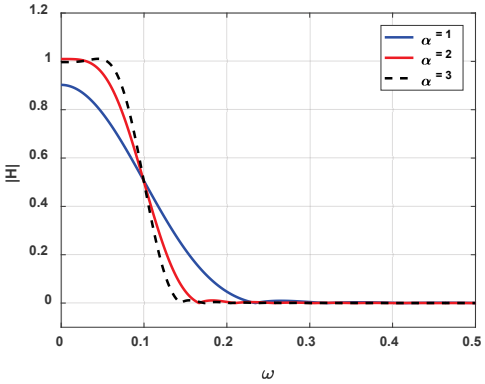


Fig. 2. *Spectral characteristics Lanczos kernel for different parameter value α.*

3. EXPERIMENTAL RESULTS AND ANALYSIS

The optimal parameter value α and the minimal mean square error of interpolation is determined by experimental ways at image interpolation case is determined.

3.1. The Experiment

Algorithm for determining optimal value of kernel parameter consists of following steps:

Input: Test image X dimension MxN, kernel r, length L, α_{min}, α_{max}, $\Delta\alpha$.

Output: $\alpha_{opt.}$

Step 1: Construction one-dimensional sequence $x_{M\cdot N}$ by connecting rows of the matrix X.

FOR $\alpha = \alpha_{min}: \Delta\alpha: \alpha_{max}$

Step 2: Construction of the kernel r in function α.

FOR $i = 1 : M\cdot N - (L+2)$

Step 3: Estimation $\hat{x}(i+L-1)$ by applying convolution with Lanczos kernel.

$$\hat{x}(i+L-1) = [x_i, x_{i+L-2}, x_{i+L}, x_{i+L+2}] \otimes r_\alpha$$

Step 4: Estimation the interpolation error:

$$e_{\alpha,i} = x(i+L-1) - \hat{x}(i+L-1)$$

END i

Step 5: Determination of the mean square error,

$$MSE_\alpha = \frac{1}{MN-(L+2)} \sum_{k=1}^{MN-(L+2)} \left| e_{\alpha,k} \right|^2$$

END α

Step 6: Determination optimal value, α_{opt} of kernel parameter:

$$\alpha_{opt} = \arg\min_{\alpha} \left(MSE_\alpha \right).$$

3.2 The Base

The base consists of K = 8 standard test images: *Lena, Pappers, Goldhill, Camerman, Boats, Barbara, Baboon, Cat.*

a) Lena

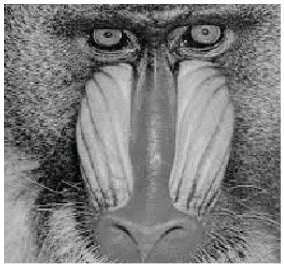
b) Peppers

c) Goldhill

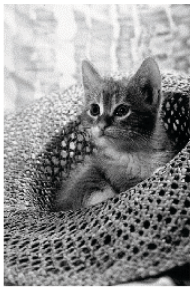
d) Camerman

e) Boats

f) Barbara



g) Baboon



h) Cat

Fig. 3. *The base of test images.*

3.3 Results

By Lanczos kernel application at interpolating some test images, the results were obtained for α_{opt} and MSE_{min} which are shown in Table 1 and in Fig. 4. For comparative analysis, the interpolation is done on test images also by using 1P Keys kernel and quadratic Dodgson kernel The results for α_{opt} and MSE_{min} are shown in Table 2 and Table 3. Mean value of all oprimal parameters and minimal values of MSE are shown in all tables.

Table 1*. Minimal mean square error for Lanczos kernel for test images from the base.*

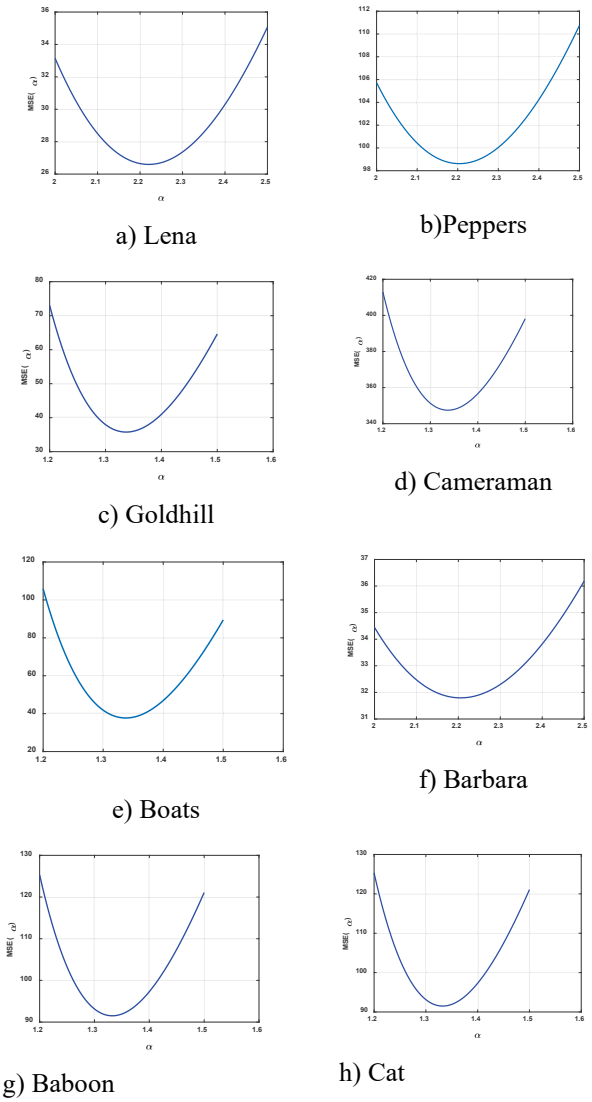
Image	α_{opt}	MSE_{min}
Lena	2.2200	26.5959
Peppers	2.2040	98.6184
Goldhill	1.3370	35.7681
Cameraman	1.3370	347.4825
Boats	1.3380	37.7240
Barbara	2.2050	31.7950
Baboon	1.3320	91.5108
Cat	1.3380	74.4397
	$\overline{\alpha_{opt}}$	$\overline{MSE}_{\min}$
	1.6639	92.9918

Table 2*. Minimal mean square error for 1P Keys kernel for test images from the base.*

Image	α_{opt}	MSE_{min}
Lena	-0.7000	26.5724
Peppers	-0.4000	97.0203
Goldhill	0	35.7683
Cameraman	-0.1000	347.1408
Boats	-0.1000	37.6834
Barbara	-0.5000	31.6406
Baboon	0.9000	86.6896
Cat	-0.2000	73.9280
	$\overline{\alpha_{opt}}$	$\overline{MSE}_{\min}$
	-0.1375	92.0554

Table 3*. Minimal mean square error for Dodgson for test images from the base .*

Image	α_{opt}	MSE_{min}
Lena	-2.7000	33.7984
Peppers	2.7000	100.1820
Goldhill	1.1000	35.7683
Cameraman	-1.6000	347.4828
Boats	-2.7000	37.7242
Barbara	1.1000	35.1087
Baboon	-1.7000	91.5440
Cat	0.8000	74.4423
	$\overline{\alpha_{opt}}$	$\overline{MSE}_{\min}$
	-0.375	94.5036



a) Lena b)Peppers c) Goldhill d) Cameraman e) Boats f) Barbara g) Baboon h) Cat

Fig.4. *Dependence of MSE kernel parameter at some test images.*

By conducting statistics analysis of parameter optimal values from Tbl. 1, mean value μ and variance σ^2 is determined. On the basis of μ i σ^2 , Gauss normal function, p(α) is determined and shown on the Fig. 5.

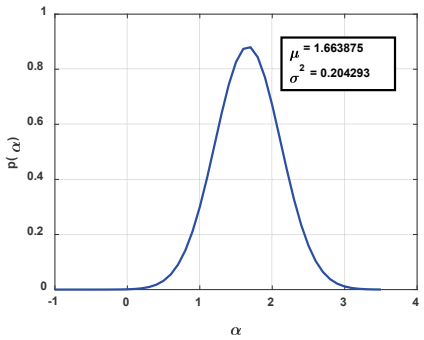


Fig5. *Function of Gauss normal distribution of optimal parameter values for test images.*

3.4 Comparative analysis

Based on the results shown on Fig. 2 and Table 1, Table 2 and Table 3, it is concluded that:

a) Range of optimal parameter values of the Lanczos kernel calculated for test images (Tbl. 1) $\alpha_{opt} \in [1.332 - 2.22]$ and mean value $\overline{\alpha_{opt}} = 1.6639$.

b) Range of optimal parameter values of the Keys kernel calculated for test images (Tbl. 2) $\alpha_{opt} \in [-0.7 - 0]$ and mean value $\overline{\alpha_{opt}} = -0.1375$.

c) Range of optimal parameter values of the Dodgson kernel calculated for test images (Tbl. 3) $\alpha_{opt} \in [-2.7 - 1.1]$ and mean value $\overline{\alpha_{opt}} = -0.1375$

d) By the comparison of MSE, it can be concluded that the MSE obtained by intepolation using the 1P Lanczos kernel in relation to the MSE obtained by interpolation using the 1P Keys kernel, is $\overline{MSE}_{\min_L} / \overline{MSE}_{\min_K} = 92.9918 / 92.055 = 1.0102$ times greater.

e) By the comparison of MSE, it can be concluded that the MSE obtained by intepolation using the 1P Lanczos kernel in relation to the MSE obtained by interpolation using the Dodgson kernel is $\overline{MSE}_{\min_L} / \overline{MSE}_{\min_D} = 92.9918 / 94.536 = 0.984$ times lesser.

4. CONCLUSION

In this paper, the results of application 1P Lanczos kernel at image interpolation were shown. The optimal value of kernel parameter is defined by experimental ways $\alpha_{opt} = 1.6639$. Kernel efficiency is calculated by MSE. By the analysis of MSE it can be concluded that the 1P Lanczos kernel is more efficient than Dodgson kernel, while it is less efficient than 1P Keys kernel.

REFERENCE

[1] I. J. Schoenberg, “Contributions to the problem of approximation of equidistant data by analytic functions. Part A—on the problem of smoothing or graduation. A first class of analytic approximation formulae,” *Quart. Appl. Math.*, vol. IV, no. 1, pp. 45–99, 1946.

[2] S. S. Rifman "Digital rectification of ERTS multispectral imagery", in *Proceedings of the Symposium on Significant Results Obtained from the Earth Resources Technology Satelite-1*, Vol. 1, section B, NASA SP-327, pp. 1131-1142, 1973.

[3] Hou H, Andrews H. 1978. Cubic splines for image interpolation and digital filtering. *IEEE Trans Acoust*. 26(6):508–517.

[4] R. G. Keys, "Cubic convolution interpolation for digital image processing", *IEEE Trans. Acout. Speech, & Signal Processing*, Vol. ASSP-29, pp. 1153-1160, Dec. 1981.

[5] A. Dodgson, "Quadratic interpolation for image resampling", *IEEE Trans. Image Processing*, Vol. 6, no.9, pp. 1322-1326, Sept. 1997.

[6] N. Savić, Z. Milivojević and D. Brodić, "Estimation of frequency of a signal by means of interpolation with a quadratic convolution kernel", *ETF Journal of Electrical Engineering*, Vol. 20, pp. 40-49, 2014.

[7] K. S. Park, R. A. Schowengerdt, "Image reconstruction by parametric cubic convolution," *Computer Vision, Graphics & Image Processing*, Vol. 23, pp. 258-272, 1983.

[8] E. Mejering. K. Zuiderveld, M. Viegever, "Image Reconstruction by Convolution with Symmetrical Piecewise nth-Order Polynomial Kernels", *IEEE Transactions on Image Processing*, Vol. 8, No. 2, pp. 192-201, Feb. 1999.

[9] P. Getreuer "Linear Methods for Image Interpolation", *Image Processing On Line*, vol. 1, pp. 238-259, 2011.

НАПРАВЛЕНИЕ 4

КОМПЮТЪРНИ СИСТЕМИ, КОМПЮТЪРНИ ТЕХНОЛОГИИ И АВТОМАТИКА

SESSION 4

COMPUTER SYSTEMS, COMPUTER TECHNOLOGIES AND AUTOMATION

ОЦЕНКА НА ИНДЕКСА НА ВОЛАТИЛНОСТ ЧРЕЗ ОБРАТЕН ИНЖЕНЕРИНГ

Тодор Балабанов
Българска академия на науките
Институт по информационни и комуникационни технологии
ул. "акад. Георги Бончев", блок 2, кабинет 514
гр. София 1113, България
todor.balabanov@iict.bas.bg
http://www.iict.bas.bg/

VOLATILITY INDEX ESTIMATION BY REVERSE ENGINEERING

Todor Balabanov
Bulgarian Academy of Sciences
Institute of Information and Communication Technologies
acad. Georgi Bonchev Str., block 2, office 514
1113 Sofia, Bulgaria
todor.balabanov@iict.bas.bg
http://www.iict.bas.bg/

Abstract

Slot machine games are the most popular gambling games worldwide. In this type of gambling, virtual reels with symbols rotate on the screen. On the virtual reels are arranged symbols that occur with different frequency and participating in a winning combination bring winnings in different sizes. The arrangement of the symbols on the reels is a kind of discrete probability distribution. The average value of money lost/won is described by the mathematical expectation of the game. The exact term is a return to player (RTP). It is measured as a percentage between won and lost money. The second most important property of the game is the volatility index. The volatility index is an indicator of how much the game deviates from the average. In this study, the volatility index is estimated empirically, without knowing the exact reels of the game.

Keywords: slot machines; volatility index; reverse engineering.

ВЪВЕДЕНИЕ

В хазартната индустрия най-разпространените игри са слот машините или известни също като ротативки. При първоначалното им изобретяване, слот машините са се състояли от механични, въртящи се барабани. Играчът е дърпал лост (от където идва и жаргонното им название – едноръки бандити), който лост е активирал завъртането на барабаните. При своето спиране, барабаните са визуализирали пред играча ред от нарисувани символи. Всеки от символите се характеризира с вероятност за поява и размер на печалбите, които носи. С бурното развитие на изчислителната техника, след средата на XX век, слот машините от електромеханични постепенно се превръщат в електронни или компютъризирани.

В компютъризираните слот машини се запазва принципът за барабани с предварително подредени символи, но този вид барабани са виртуални, тъй като в машината са представени под формата на числа в електронната памет. Точната подредба на символите се определя от проектанта на играта в тясно сътрудничество с математик [9]. Самата подредба представлява дискретно вероятностно разпределение [10]. Симво-

лите плащащи по-ниски печалби се срещат по-често, а символите плащащи по-високи печалби се срещат значително по-рядко. Точната стойност на печелившите комбинации се задава предварително в таблица на печалбите.

Съвременните слот машини показват няколко реда от виртуалните барабани, като най-често барабаните са пет, три или повече. Печалбите се формират от предварително зададени линии или печеливши шаблони [11]. По този начин, печеливша е не само централната линия, тази над нея и тази под нея, ами са възможни диагонали, начупени линии, зиг-заг образни комбинации и други.

При компютъризираните слот машини, освен базова игра [8], много често има безплатни завъртания и различни бонус игри. Съотношението на общо спечелената сума към общо заложената сума, умножено по сто [7], определя характеристиката return to player (RTP[%]). RTP показателят има смисъл на математическо очакване [1]. При 100 заложени парични единици, RTP определя колко от тях биха се върнали, средно статистически, за едно завъртане на барабаните [2]. Примерно, за игра, която се характеризира с 98% RTP, залагането на 100 парични единици води до математическо очакване 98 от тях да се върнат под формата на печалба. Слот машините са математически нечестни игри, тъй като шансовете на играча винаги са по-малки от шансовете на игралната зала. Различните регулатори по света позволяват стойностите на RTP да варират от 75% до 98%. За операторите на хазартните игри е икономически неоправдано RTP-то да надскочи 100%, тъй като в такава ситуация залата би губила повече, отколкото да печели.

Освен RTP характеристиката, всяка слот машина се характеризира и с индекс на волатилност. Докато RTP-то е параметър стриктно следен от юридическите регулатори, то индексът на волатилност не винаги се изисква и следи. Волатилността на играта определя колко често се падат печалбите и какви са размерите им. Слот машините често се произвеждат спрямо социалните нагласи в обществото в което играта ще бъде разпространявана и играна. Примерно, американските играчи са значително по-рискови от играчите в други държави и американците предпочитат по- високо-волатилни игри. В Източна Европа се наблюдават предпочитания към по- ниско-волатилните игри. Високо-волатилните игри дават значително по-рядко печалби, но падащите се печалби са с голяма стойност. Ниско-волатилните игри дават значително по-често печалби, но тези печалби са с малки размери. Волатилността на играта най-често се маркира с от една до пет звезди, според градация ниска, към висока волатилност.

В настоящото научно изследване се предлага способ за емпирично определяне на индекса на волатилност, без да е известно пълното и точно разположение на символите по игралните барабани. При такова ниво на неизвестност е нужно да се положат известни усилия за събиране на нужната информация.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОТРЯЗЪЦИ

Индексът на волатилност на една слот машина представлява интерес, когато хазартния продукт бива проверяван от регулатори или изследван от конкурентни производители. При юридическата регулация на слот машините, производителите предоставят пълна и подробна документация за всеки от продуктите. В тази документация се включват и точните стойности, заложени във виртуалните барабани. При наличие на таблицата с печалбите, виртуалните барабани, печелившите комбинации и правилата за свободни завъртания и/или бонус игри, въпрос на комбинаторно пресмятане е да се изчислят RTP-то и индексът на волатилност. Обаче, когато документацията на производителя не е налична, известни са само таблицата на печалбите, печелившите линии/комбинации, правилата на безплатните завъртания и правилата на бонус игрите. Виртуалните барабани не са известни [12] и това налага някаква форма на емпирично изследване, с цел определяне на RTP-то и индекса на волатилност.

Груба оценка за стойността на RTP може да се направи, като бъдат стартирани многократно завъртания на барабаните. Някои изследователски лаборатории (примерно GLI) определят грубо стойността на RTP, като изиграват 14 000 завъртания, отчитат нивото

на общата печалба, нивото на общия залог и извършват пресмятането за отношението между двете.

Индексът на волатилност е своеобразна оценка за отклонение от средната стойност. Той се пресмята според уравнението (1).

$$V = C\sqrt{\sum \frac{H_i (P_i - R)^2}{N}} \quad (1)$$

Където, V е индексът на волатилност, C е доверителният интервал, H_i е честотата на срещане на i-тата печеливша комбинация, P_i е стойността на i-тата печалба, R е стойността на RTP, а N е броят завъртанията. Важно е да се отбележи, че индексът на волатилност се пресмята при отчитането само на една линия (най-често централната). Съвременните слот машини рядко се играят в конфигурация само от една линия, а на много от слот машините това дори не е възможно.

При най-разпространената конфигурация на игралния екран, слот машините имат 5 барабана и 3 реда. Наличието на 15 символи, видими на екрана, позволяват формирането на множество различни шаблони за изплащане на печалба. Когато са известни точните виртуални барабани, с помощта на Монте-Карло симулация, може да се събере достатъчно статистика за приближено пресмятане на волатилността. Когато барабаните не са известни е нужно да се използва информацията, която може да бъде събрана за играта, с помощта на многократни наблюдения при различните разигравания. Спирането на виртуалните барабани разкрива автентични отрязъци от подредбата на символите. Най-често, анимацията визуализираща илюзията за въртящи се барабани, не съдържа реалната информация за разположението на символите, а съдържа изображения създаващи максимално добра илюзия за въртене. Поради тази причина, единствената информация, която може да се смята за надеждна и автентична е състоянието на игралния екран, след спиране на завъртането. Важно е също да се отбележи, че игрите трябва да се изследват в реален режим, с реални залагания, тъй като демонстрационните режими често се изпълняват с различен комплект виртуални барабани.

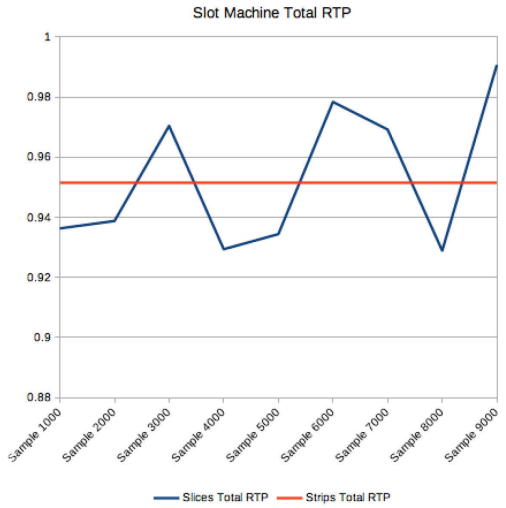
Монте-Карло симулации на слот машини се извършват като виртуалните барабани биват спрени на конкретни случайни позиции и се отчетат предходните символи и следващите символи [3]. При липсваща пълна информация за виртуалните барабани, в това научно изследване се предлага наблюдение на отрязъците, получени при различни завъртания на барабаните. Получените отрязъци дават статистическа представа за реалното разположение на символите. При симулацията не се формира игралния екран от барабаните, а се избират отрязъци, на базата на честотата за тяхното срещане [4].

ЕКСПЕРИМЕНТИ И РЕЗУЛТАТИ

За да се проведат експериментите е от съществено значение данните за пресметнатия индекс на волатилност да се съпоставят между реалните барабани на слот играта и апроксимираните с отрязъци барабани. За тази цел е подбрана публично представена и публично анализирана слот машина [6]. Bug A Boom е демонстрационна слот игра, за която е направен анализ на RTP и волатилността. Играта е с пет барабана и три видими на екрана реда. Печалбите се формират от двадесет линии, които се отчитат от ляво на дясно. Когато на дадена линия има повече от една печалба се отчита само най-голямата печалба. Играта има и скатери, които носят печалби навсякъде по екрана, без да е необходимо да участват в конкретна печеливша линия. При три скатера се изпълняват петнадесет безплатни завъртания, които носят печалби умножени по четири. Допълнителни безплатни завъртания могат да се появят по време на самите безплатни завъртания. За основната игра и за безплатните завъртания се използват различни комплекти виртуални барабани. В играта има и жокер символ, който замества всеки друг символ в печеливша комбинация, без скатер символа. Когато жокерът се ползва за заместване печалбата се умножава по две. Ако печелившата комбинация е формирана само от жокер символи, печалбата не се удвоява. Жокер символите и скатер символите не могат да се появят едновременно в едно и също завъртане. RTP процентът е експериментално изчислен от ма-

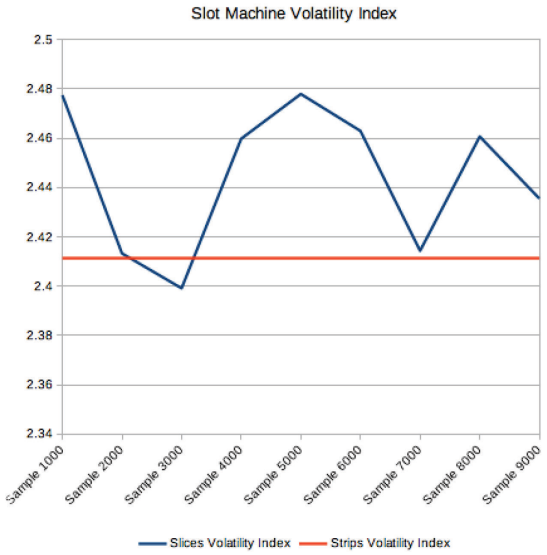
тематика създал модела на играта и е определен на 94.77%. Познаването на заложения от производителя RTP позволява предложения в това изследване подход за апроксимация с отрязъци да бъде ефективно приложен, като се съблюдава статистическата извадка на отрязъците да води до сходна стойност на RTP показателя. Волатилността на играта е определена, от математика създал модела й, на висока (4 от 5). Този факт се потвърждава и от таблицата на печалбите, където ясно се забелязват високи стойности на печалби формирани от пет символа, спрямо стойностите на печалби формирани от четири символа. При 20 линии, общият залог за едно завъртане е 20 монети. Характерно за високо-волатилните игри е, че най-малките печалби да са под стойността на общия залог. В този случай, първите седем символа, участващи в тройна печеливша комбинация и оставащите пет символа, участващи в двойна печеливша комбинация носят печалби от 2 до 15 монети, което е под общия залог.

Въпреки, че описанието на математическия модел е публично налично, само по модела не може да се направи оценка за средната статистика (RTP) и отклонението от средната (волатилност). За да бъдат направени тези оценки е разработен програмен код, който интегрира модела на играта и извършва Монте-Карло симулации за събиране на статистика [5]. Симулаторът позволява да се изследва RTP-то и волатилността при различен брой завъртания. Всички експерименти в настоящото научно изследване са осъществени при десет милиона завъртания.



***Фиг. 1**. Общ RTP на играта*

От графиката на Фиг. 1, ясно се вижда, че симулацията с оригиналните барабани доближава обявения от производителя RTP. При апроксимацията на барабаните с отрязъци са използвани статистически извадки с размери от 1000 до 9000 наблюдения. Неизбежно, използването на отрязъци внася допълнителна неточност в определянето на RTP процента. При реални индустриални разработки е важно индексът на волатилност да се пресмята за извадка от отрязъци, която доближава предварително известния RTP процент. Съществено е да се отбележи, че колкото по-голяма е статистическата извадка, толкова по-точно е емпиричното определяне на RTP-то и индексът на волатилност. В реалната практика, генерирането на голяма по обем извадка е свързано с голямо количество работа и често се оказва непрактично.

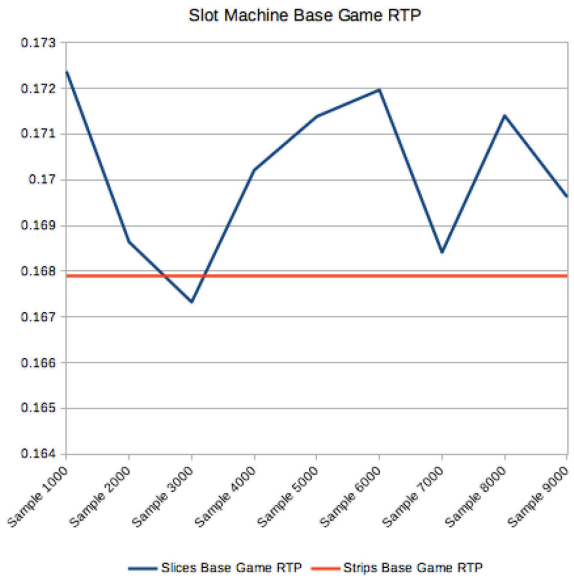


***Фиг. 2**. Индекс на волатилност*

Индексът на волатилност се пресмята при активна само една линия за печалби. Това означава, че останалите 19 линии се деактивират изкуствено. Както е показано на Фиг. 2, индексът на волатилност, пресметнат с оригиналните барабани, бива доближен от апроксимираните, но варира. Индексът на волатилност е пресметнат само по отношение на виртуалните барабани в базовата игра, което пък е илюстрирано със съответния частичен RTP (Фиг. 3). И при тази графика ясно се забелязва, че апроксимацията на виртуалните барабани води до отклоне-

ния в стойностите, спрямо изчисленото с оригиналните барабани.

Намирането на оптимална стойност за размера на статистическата извадка е въпрос на многократни експерименти. Водещ критерии за определяне на размера на извадката е достигането на достатъчно близка стойност за общия RTP, спрямо обявената от производителя.



***Фиг. 3**. RTP на базовата игра*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящето научно изследване е представен подход за приближено пресмятане на математическото очакване и отклонението от него, в хазартни игри тип ротативка. Приближеното пресмятане се постига с наблюдение на отрязъци от оригиналните виртуални барабани на играта. Направените експерименти и резултатите получени от тях ясно показват, че предложения подход би намерил реално приложение в индустриалните разработки.

Като насоки за бъдещо развитие може да се посочи необходимостта от автоматизирано снемане на наблюдаваните отрязъци. Такъв вид автоматизация би могла да се постигне със средствата на компютърната графика и разпознаването на образи.

БЛАГОДАРНОСТИ

This research is funded by Velbazhd Software LLC and it is partially supported by the Bulgarian Ministry of Education and Science (contract D01–205/23.11.2018) under the National Scientific Program „Information and Communication Technologies for a Single Digital Market in Science, Education and Security (ICTinSES)“, approved by DCM # 577/17.08.2018.

REFERENCE

[1] Balabanov, T., Zankinski, I., Shumanov, B.: Slot Machines RTP Optimization with Genetic Algorithms. Proceedings of 8th International Conference Numerical Methods and Applications, vol. 8962, 55-61 (2015). ISBN 978-3-319-15584-5 DOI 10.1007/978-3-319-15585-2_6

[2] Balabanov, T., Zankinski, I., Shumanov, B.: Slot Machine RTP Optimization and Symbols Wins Equalization with Discrete Differential Evolution. Proceedings of International Conference on Large-Scale Scientific Computing, vol. 9374, 210-217 (2015). ISBN 978-3-319-26519-3 DOI 10.1007/978-3-319-26520-9_22

[3] Balabanov, T.: Fruit machine simulator with Excel input-output interface. Velbazhd Software LLC (2021), https://github.com/VelbazhdSoftwareLLC/Fruit-Machine-Simulator-with-Excel-Interface/blob/c7c48b6fad30e2554356ae04dc70f9e54cc99984/src/main/java/eu/veldsoft/slot/simulator/Simulation.java#L1125

[4] Balabanov, T.: Approximated 20 Burning Hot Slot Game Simulation version 1.0.0. ResearchGate (2021). DOI 10.13140/RG.2.2.18878.00329

[5] Balabanov, T.: Bug A Boom Simulator. Velbazhd Software LLC (2021). http://github.com/VelbazhdSoftwareLLC/BugABoomSimulator

[6] Dimov, V.: Bug A Boom. SLOT Design Consult Ltd. (2012). https://www.slot-design.com/simulator/Bug_A_Boom_Desc.pdf

[7] Kamanas, P., Sifaleras, A., Samaras, N.: Slot Machine RTP Optimization Using Variable Neighborhood Search. Mathematical Problems in Engineering, 8784065 (2021). ISSN 1024-123X DOI 10.1155/2021/8784065

[8] Keremedchiev, D., Tomov, P., Barova, M.: Slot Machine Base Game Evolutionary RTP Optimization. Proceedings of International Conference on Numerical Analysis and Its Applications, vol. 10187, 406-413 (2017). ISBN 978-3-319-57098-3 DOI 10.1007/978-3-319-57099-0_45

[9] Petrov, P., Kostadinov, G., Zhivkov, P., Velichkova, V., Balabanov, T.: Approximated Sequences Reconstruction with Genetic

Algorithms. Proceedings of 28th International Symposium - Management of Energy, Industrial and Ecological Systems, 63-66 (2020). ISSN 1313-2237

[10] Petrov, P., Kostadinov, G., Zhivkov, P., Velichkova, V., Balabanov, T.: Approximate Sequencing of Virtual Reels with Genetic Algorithms. Proceedings of the 23rd International Conference on Distributed Computer and Communication Networks: Control, Computation, Communications, 507-514 (2020). ISBN 978-5-91450-248-2

[11] Tomov, P., Zankinski, I., Balabanov, T: Slot Machine Reels Reconstruction with Monte-Carlo Search. Proceedings of International Scientific Conference UniTech, vol. 2, 384-387 (2017). ISSN 1313-230X

[12] Tomov, P., Zankinski, I., Balabanov, T: Slot Machine Reels Reconstruction with Genetic Algorithms. Extended abstracts of Annual Meeting of the Bulgarian Section of SIAM, 102-103 (2017). ISSN 1313-3357.

ОЦЕНКА НА ПАРЕТО ФРОНТА С ЕВРИСТИЧЕН ЕДНОЦЕЛЕВИ РЕШАТЕЛ

Тодор Балабанов
Българска академия на науките
Институт по информационни и комуникационни технологии
ул. "акад. Георги Бончев", блок 2, кабинет 514
гр. София 1113, България
todor.balabanov@iict.bas.bg
http://www.iict.bas.bg/

PARETO FRONT ESTIMATION WITH A HEURISTIC SINGLE-OBJECTIVE SOLVER

Todor Balabanov
Bulgarian Academy of Sciences
Institute of Information and Communication Technologies
acad. Georgi Bonchev Str., block 2, office 514
1113 Sofia, Bulgaria
todor.balabanov@iict.bas.bg
http://www.iict.bas.bg/

Abstract

A basic difference between single-objective and multi-objective optimization is that in single-objective optimization there is only one function for which an optimum is sought, while in multi-objective optimization there are more functions for which optimums must be achieved simultaneously. In single-objective optimization, the result of the calculations is a single value. Unlike multi-objective optimization, the result of the calculations is multiple values known as Pareto optimal solutions. Due to these features, the most common approach for solving a multi-objective problem is by reducing it to a single-objective problem. The simplest way to scale is through an additive model, in which each objective receives a weighting factor. This study proposes the use of the single-objective LibreOffice Calc NLP Solver for Pareto optimal solutions generation.

Keywords: metaheuristics; multi-objective optimization; single-objective solver.

ВЪВЕДЕНИЕ

Многокритериалната оптимизация е поддял на общата оптимизация. Тя има значителна важност в практиката, тъй като множество индустриални оптимизационни задачи се описват с набор от критерии, които критерии най-често са противоречиви [1]. Най-използваният подход за решаването на многокритериална задача е чрез свеждането ѝ до еднокритериална.

В реалната практика, най-често многокритериалните задачи са и нелинейни [2]. Поради липсата на подходяща техника за директното решаване на многокритериалните задачи, то те биват свеждани до еднокритериални и решавани с помощта на инструментите от еднокритериалната оптимизация. Сложността при многокритериалните задачи идва от факта, че решението им представлява множество от компромисни точки (множество на Парето [3]). Като паралел, резултата от еднокритериалната оптимизация най-често е едно единствено решение. Изключение правят многомодалните задачи, където са налични повече от един глобални

оптимуми с еднакви стойности. Основна задача в многокритериалната оптимизация е да се намерят колкото се може повече Парето оптимални точки/решения. Намирането на тези решения е от съществено значение, тъй като сравнени две по две, дават съотношението на компромис между отделните целеви функции. По този начин, лицата вземащи решения ще имат по-голям набор от възможни компромиси, избирайки окончателното решение [4].

При многокритериалните задачи на входа на две или повече функции $f=\{f_1,...,f_m\}$ [5] постъпва един и същи входен вектор $x=\{x_1,...,x_n\}$. Наличието на повече от една функция за оптимизация води до появата на две пространства на търсенето – пространство на променливите и пространство на критериите [6]. По отношение на променливите, често се задава диапазон на валидните стойности, под формата на долна и горна граница. Освен диапазона за стойности на променливите, често в практиката се задават ограничения, като равенства или неравенства, които също трябва да бъдат удовлетворени. Ако дори само една целева функция, равенство или неравенство има нелинеен характер, то цялата задача се превръща в нелинейна и решенията трябва да се търсят с инструменти за нелинейна оптимизация.

Най-използваната и най-интуитивната скаларизация [7] от многокритериална задача към еднокритериална задача е чрез адитивен модел. При този модел всяка целева функция се асоциира с тегло, а така претеглените стойности на функциите се сумират (1).

$$f = w_1 f_1(x) + ... + w_m f_m(x) \qquad (1)$$

Точно този модел е приложен и в настоящото изследване. За всички разглеждани задачи се търсят минимални стойности, както на агрегираната функция, така и на отделните целеви функции. При ситуации в които за някой от критериите се търси максимум, то неговото тегло участва в скаларизиращата функция с отрицателна стойност.

В изследването се предлага използването на LibreOffice Calc NLP Solver за решаване на задачи от многокритериалната оптимизация. След встъпителната секция, представящ задачата за търсене на Парето оптимални решения, докладът е организиран по следния начин: Секция 2 – разяснява по какъв начин еднокритериалният решател в LibreOffice Calc може да се приложи за многокритериални задачи; Секция 3 – излага информация за проведените експерименти и резултатите получени от тях; Секция 4 – съставлява заключение на извършеното изследване и дава насоки за бъдещи разработки.

LIBREOFFICE CALC NLP SOLVER

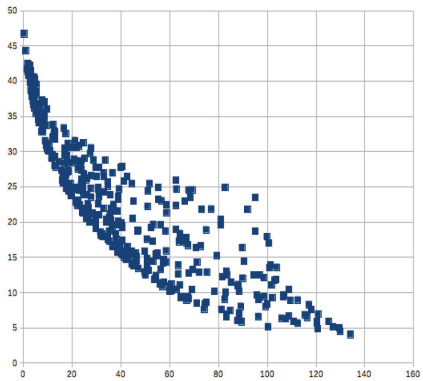
LibreOffice е софтуерен продукт с отворен код, който предлага решение за нуждите на малкия и средния бизнес. Софтуерът се състои от следните основни модули: Writer (текстообработка), Calc (електронни таблици), Impress (презентации), Draw (векторна графика), Math (математически формули) и Base (бази от данни). В модула за електронни таблици може да се използват линеен и нелинеен решател за оптимизационни задачи (Tools->Solver). Нелинейната оптимизация е значително по-съществена, тъй като е значително по-сложна от линейната оптимизация. Най-добре развитият под-модул за нелинейна оптимизация в LibreOffice Calc е хибридна комбинация между еволюция на разликите (Differential Evolution) и рояк от частици (Particle Swarm Optimization). Този под-модул е реализиран на програмния език Java, към текущата стабилна версия на софтуера. Програмистите, поддържащи под-модула, планират той да бъде пренаписан на C++, но този план е средно- към дълго-срочен. В текущото му състояние, под-модулът е предназначен единствено за решаване на еднокритериални задачи. От практическа гледна точка, това означава, че на потребителя се предлага само една единствена стойност, като крайно решение. Това е така дори за задачи в които съществуват повече от един, равностойни глобални оптимуми. Евристичната природа на двата алгоритъма в решателя, предопределят факта, че пресметнатият резултат не гарантира глобална оптималност. Най-често, полученото решение е близко до глобалния оптимум.

Ако някой има желание решателят в LibreOffice Calc да се използва за многокритериални задачи, то би било възможно Java кодът да се адаптира за тази цел. Макар и такава възможност да съществува, обемът работа би бил твърде голям и би отнел твърде много време, дори за опитни софтуерни специалисти. В същото време, наличието на

скриптови езици в LibreOffice Calc (примерно Python), дават възможност за много полесно адаптиране на решателя, така че да се търсят решения и на многокритериални задачи. Първата стъпка в този процес е на всеки от критериите да се приложи тегловен коефициент, спрямо описаното в уравнение (1). Втората стъпка е свързана с това, че решателят генерира единичен резултат, а в случая на много критерии се търси цяло множество от решения. Логично е решателят да се стартира многократно, така че да предложи множество от решения, близки до Парето фронта. Точно поради евристичната природа на двата алгоритъма в решателя, генерираните решения биха били близо до Парето фронта, но няма гаранция, че биха били точно на самия фронт. За всяко стартиране на решателя се подготвят различни стойности за тегловните коефициенти на критериите. Тези различни стойности на коефициентите символизират възможността на лицата вземащи решения да определят различна важност за отделните критерии. След като бъде генерирано първоначално множество от точки, лицата вземащи решения могат ръчно да коригират тегловните коефициенти и с ръчно стартиране на решателя да получават нови точки, близки до Парето фронта.

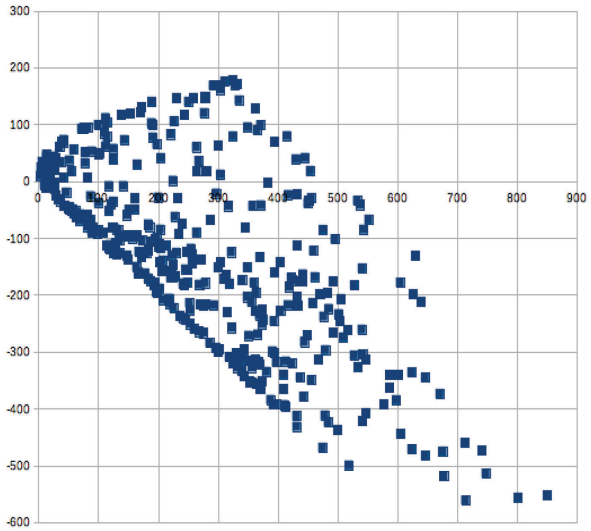
ЕКСПЕРИМЕНТИ И РЕЗУЛТАТИ

Всички експерименти с реализирани с настолна компютърна конфигурация, притежаваща следните параметри: Intel Core i5 2,3 GHz, Single CPU with 2 cores, 8GB RAM, macOS High Sierra 10.13.6, Java SE 11.0.2, LibreOffice 7.0.6.2. Скриптът на Python, стартиращ многократно решателя, е публично достъпен на [8], а числените резултати от експериментите са достъпни на [9].



***Фиг. 1**. Резултати за функцията Binh and Korn*

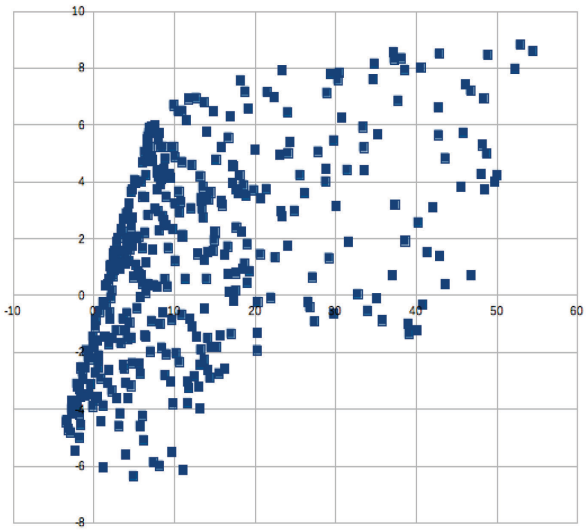
За провеждането на тестовете са избрани четири многокритериални задачи, използвани като еталон при тестовете на алгоритми за многокритериална оптимизация, а именно: Binh and Korn, Chankong and Haimes, Binh-4 и Constr-Ex [10]. И четирите задачи имат по две целеви функции, ограничения за променливите в *x* вектора и ограничения под формата на нелинейни неравенства.



***Фиг. 2**. Резултати за функцията Chankong and Haimes*

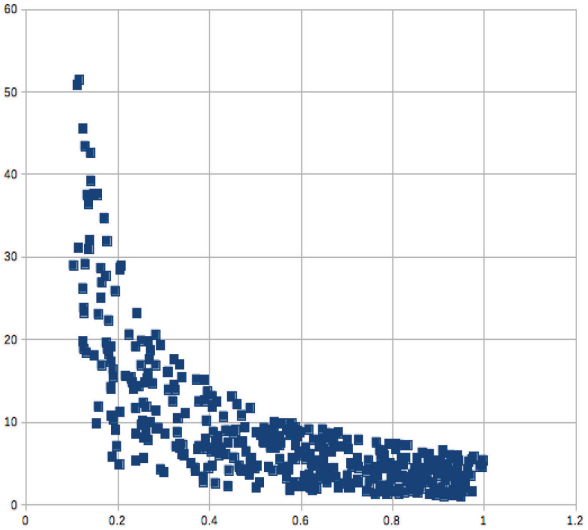
На Фиг. 1 ясно се вижда, че при функцията Binh and Korn, Парето фронтът е ясно оформен. Някои от точките на Парето фронта са по-трудно достижими (дясната част на графиката), защото изискват голяма разлика в тегловните коефициенти на критериите. Освен ясно изразеният Парето фронт, фигурата показва и множество точки в страни от фронта. Тези точки се дължат на факта, че избраният алгоритъм за изреждане на теглата по-често задава равноправни тегла на критериите, отколкото значително различаващи се. Точките са отдалечени от Парето фронта, тъй като решателят генерира субоптимални стойности и при някои стартирания, тези стойности не доближават фронта.

При функцията Chankong and Haimes (Фиг. 2), Парето фронтът също ясно се отличава, но за тази функция много по-голям брой от генерираните точки са на отдалечено разстояние от самия фронт. Това се дължи на факта, че нито решателят, нито скриптът отчитат доминираните решения от недоминираните решения.



***Фиг. 3**. Резултати за функцията Binh-4*

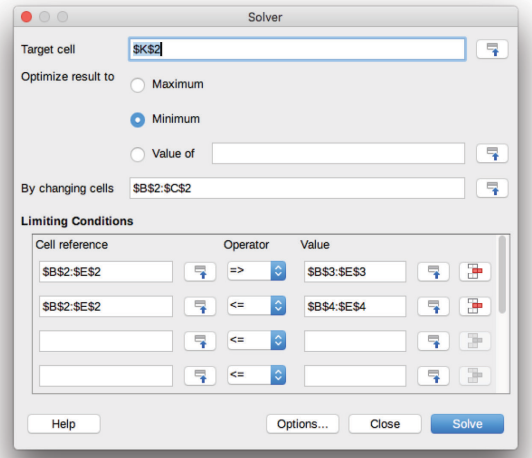
При функцията Binh-4 (Фиг. 3), Парето фронтът е много слабо различим. При тази тестова функция, предложения начин за генериране на решения с нелинейния решател на LibreOffice Calc дава слаби резултати. Преобладаващата част от генерираните точки са на значително разстояние от теоретично известния Парето фронт.



***Фиг. 4**. Резултати за функцията Constr-Ex*

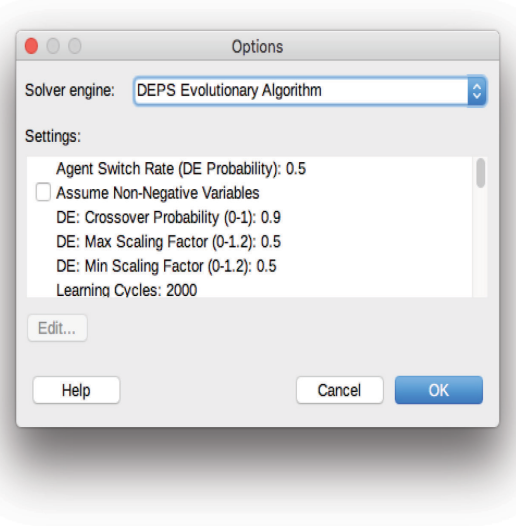
При функцията Constr-Ex (Фиг. 4), Парето фронтът също ясно изразен, но отново за генерирането на някои точки е необходим голям дисбаланс в стойностите на тегловните коефициенти на критериите.

Използването на Python скрипта изисква параметрите на решателя да бъдат зададени предварително и на ръка (Фиг. 5). При текущата стабилна версия на продукта е от съществено значение да има точно зададени ограничения на свободните променливи.



***Фиг. 5**. Оптимизационен модел в решателя*

Решателят позволява използването на няколко различни алгоритъма. За нелинейна оптимизация най-добре развита е хибридната комбинация от еволюция на разликите и рояк от частици (Фиг. 6). Точно поради тази причина тези алгоритми са приложени в настоящото изследване.



***Фиг. 6**. Параметри на оптимизационните алгоритми*

Двата алгоритъма имат множество параметри, като най-съществен е броят оптимизационни цикли. Подразбиращата му се стойност е 2000, но тя понякога е разумно да бъде увеличена. Разбира се, по-голям брой цикли водят и до по-дълго време за изчисление, което от своя страна води до по-качест-

вени решения. Освен броя цикли, съществен е и прагът за стагнация (дълъг период без подобрение в резултата). Този праг, освен броят цикли, е вторият важен критерии за спиране на оптимизационния процес. Понякога е полезно този праг да бъде силно снижен, така че алгоритмите да работят по-дълго време, дори ако шансовете за подобрение на решението са малки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В това изследване е представена възможността за използването на еднокритериален решател в задачи от многокритериалната оптимизация. Като се дават списък от тегла на целевите функции, се генерират различни решения близо до Парето фронта. Стохастичният характер на алгоритмите в решателя не позволява предложените решения да бъдат на самия фронт, като решенията са позиционирани близо до него. От математическа гледна точка, това не е приемливо, но в реалната практика дори приближените решения са за предпочитане при липсата на други.

От проведените експерименти, ясно личи, че някои от генерираните точки са твърде далеч, спрямо Парето фронта. Като бъдеща насока за изследване, би било интересно как да се настроят параметрите на решателя, така че точките максимално да се доближат до фронта.

БЛАГОДАРНОСТИ

This research is funded by Velbazhd Software LLC and it is partially supported by the Bulgarian Ministry of Education and Science (contract D01–205/23.11.2018) under the National Scientific Program „Information and Communication Technologies for a Single Digital Market in Science, Education and Security (ICTinSES)“, approved by DCM # 577/17.08.2018.

REFERENCE

[1] Abraham, A., Jain, L.: Evolutionary Multiobjective Optimization. Evolutionary Multiobjective Optimization. Advanced Information and Knowledge Processing, Springer, London, 1-6 (2005). ISBN 978-1-85233-787-2 DOI 10.1007/1-84628-137-7_1

[2] Zitzler, E., Laumanns, M., Bleuler, S.: A Tutorial on Evolutionary Multiobjective Optimization. Metaheuristics for Multiobjective Optimisation, vol. 535, 3-37 (2004). ISBN 978-3-540-20637-8 DOI 10.1007/978-3-642-17144-4_1

[3] Zitzler, E., Thiele, L.: Multiobjective optimization using evolutionary algorithms - A comparative case study. Parallel Problem Solving from Nature, vol. 1498, 292-301 (1998). ISBN 978-3-540-49672-4 DOI 10.1007/BFb0056872

[4] Deb, K.: Multi-objective Optimization. Search Methodologies, 403-449 (2014). ISBN 978-1-4614-6939-1 DOI 10.1007/978-1-4614-6940-7_15

[5] Emmerich, M., Deutz, A: A tutorial on multiobjective optimization: fundamentals and evolutionary methods. Natural Computing, vol. 17, 585-609 (2018). ISSN 1567-7818 DOI 10.1007/s11047-018-9685-y

[6] Deb, K., Thiele, L., Laumanns, M., Zitzler, E.: Scalable Test Problems for Evolutionary Multiobjective Optimization. Evolutionary Multiobjective Optimization, Advanced Information and Knowledge Processing, 105-145 (2005). ISBN 978-1-85233-787-2 DOI 10.1007/1-84628-137-7_6

[7] Miettinen, K., Makela, M.: On scalarizing functions in multiobjective optimization. OR Spectrum, vol. 24, no. 2, 193-213 (2002). ISSN 0171-6468 DOI 10.1007/s00291-001-0092-9

[8] Balabanov, T.: LibreOffice Single-Objective Solver Used for Multi-Objective Optimization. ResearchGate (2021). DOI 10.13140/RG.2.2.16761.19041

[9] Balabanov, T.: UniTech 2021 Multi-Objective Benchmark Functions. ResearchGate (2021). DOI 10.13140/RG.2.2.24048.79363.

СИМУЛАЦИОННА СРЕДА ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА LORAWAN ТЕХНОЛОГИЯ

Диян Динев[1], Калоян Генов[1]
[1] Технически университет – Варна, България

SIMULATION ENVIRONMENT FOR STUDY OF LORAWAN TECHNOLOGY

Diyan Dinev[1], Kaloyan Genov[1]
[1] Technical University of Varna, Bulgaria
diyandinev@tu-varna.bg

Abstract
LoRaWan is a long-range, low-power, low-bitrate wireless telecommunications system that is being marketed as an infrastructure solution for the Internet of Things: LoRaWan end-devices communicates with gateway-terminal(s) connected to the Internet that act as transparent bridges and transport communications between these end-devices and a central network server over a single wireless hop. In this paper, simulation software for identifying the best route in LoRaWan networks is presented. To analyze and improve QoS parameters in LoRaWan networks, the implemented methods for determining the optimum route between end devices and simulating mobility are employed.

Keywords: Best Route, Handover, IoT, LoRaWan, Simulation, Wireless Sensor Network

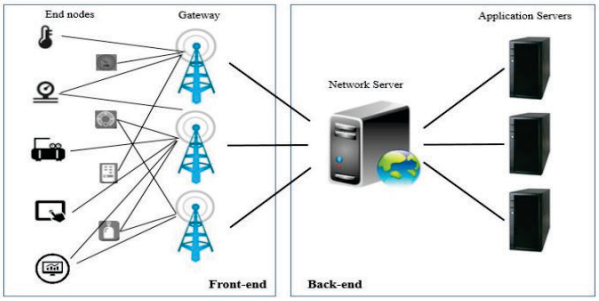
ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години се наблюдава бързо развитие на 4G и 5G технологиите, които осигуряват надеждна и високоскоростна комуникационна среда за предаване на информация. В същото време, поради нарастващата концепция за „Свързан свят“ чрез Inernet of Things IoT, използването на обикновени и клетъчни технологии се разширява [1] за постигане на свързан свят, който има за цел да улесни ежедневието на хората чрез възможността за съхраняване и обмен на данни между устройства, свързани в голям брой интелигентни обекти. IoT приложенията имат множество области на приложение, като интеграция в интелигентни домове и градове, индустриален Интернет, автомобилна индустрия, здравеопазване [2]. Има различни видове устройства за приложение на IoT, като например за наблюдение на данни за околната среда в реално време, като влажност, температура, движение, местоположение и т.н., за да реагират бързо и да отстранят различни проблеми. Важен аспект на IoT е възможността за реализиране на мобилност, проследяване на подвижни сензори и събиране на данни за мобилност. Проследяването на мобилността може да допринесе за подобряване на всекидневния живот, за защита на живота на хора и застрашени животински видове, за опазване на околната среда, за подпомагане на работата на животновъдите и др. [3,4].

Една от най-новите и бързо развиващи се технологии за Интернет на обекти е LoRaWan. Понастоящем технологията се изследва за внедряване на индустриални безжични мрежи, подходящи за сензори и задвижвания от ерата на индустрията. В този доклад е представена симулационна среда за реализиране на мобилност и намиране на най-кратък път в LoRaWan мрежи.

ТЕХНОЛОГИЯ LORAWAN

Поради разликата между клетъчни мрежи - като GSM, UMTS и LTE и мрежи с малък обхват - като Wi-Fi, Bluetooth и ZigBee, нараства необходимостта от проектиране на low-power wide-area network (LPWAN) технологии, за да се запълни тази празнина и да се постигнат изискванията на IoT устройствата и приложенията. Въпреки че IoT включват много устройства, за чието функциониране са нужни батерии с дълъг живот, но чрез LPWAN може да се подобри ефективността на IoT устройствата, тъй като има евтини приемо-предаватели с ниска мощност, които могат работят дълго време [5]. Протоколът LoRaWan е категория в LPWAN мрежите, където чрез него за осъществяване на двупосочна комуникация се използват устройства с дълъг живот на батерията [6]. Спецификацията на LoraWan потвърждава перфектната интеграция между IoT обектите, без да е необходимо изграждането на сложни локални инфраструктури.

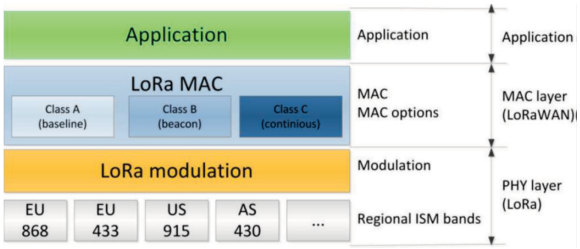


***Фиг. 1**. Архитектура на LoraWan*

Фиг. 1 илюстрира архитектура на LoRaWan, която може да бъде разделена на две части – front-end и back-end [6]. Front-end частта съдържа два типа елементи – шлюзове (GW) и крайни възли (крайни устройства). Докато back-end частта съдържа мрежовите сървъри, които отговарят за проверка на сигурността, съхраняване на получената информация, филтриране на повтарящи се пакети и планиране на потвърждения през шлюза [7]. Крайните възли комуникират с мрежовия сървър (или сървър за данни) чрез GW(Gateway) и комуникацията от възел към GW може да бъде или LoRa или FSK(Frequency-shift keying) модулация с различни скорости на предаване на данни и канали. Мрежовите сървъри управляват GW чрез стандартна IP технология и изпращане на даннови фреймове през крайни възли, получени от GW и насочени през мрежовия сървър [7].

LoraWan технологията е насочена към IoT, Machine to machine (M2M) и смарт системи в контраст на безжичните локални технологии (WLAN), които се стремят да бъдат използвани за потребителски Интернет приложения.

LoRa първоначално е патентован стандарт на компанията Semtech, който използва нелицензираните радиочестотни ленти (ISM) (169 MHz, 433 MHz, 868 MHz в Европа и 915 MHz в Северна Америка), представени на фиг. 2.



***Фиг. 2**. Архитектура на LoraWan*

LoRa обхваща физическия слой и комуникационния протокол, изграден върху LoRa физически слой. Комуникационният слой е покрит с LoRaWan комуникационен протокол с отворен код, дефиниран от консорциума на LoRa Alliance [7]. LoRaWAN определя комуникационния протокол и системна архитектура за мрежата, докато физическият слой LoRa позволява комуникацията.

Обхватът на LoRaWan мрежите може да бъде голям и зависи най-вече от околната среда като може да достига над 10 км в селските райони, а според различни източници и много повече.

LoRaWAN е протокол за MAC (Media Access Control) слой и има за цел да реши управленски въпроси на носителя и задръстване на мрежата. Всеки възел, използващ LoRaWAN протокол, може да се възползва от следните предоставени функции по стандарта [7]:

- Управление на канали;
- Енергийна ефективност;
- Адаптивна скорост на предаване на данни;
- Сигурност;

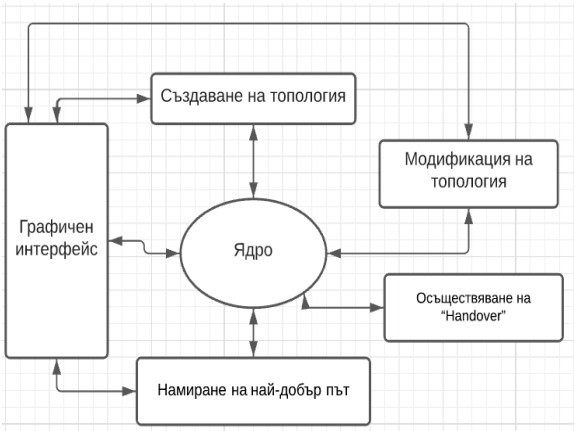
- Геолокация без GPS;
- Референтни слоеве на OSI;

Многослойният мрежов дизайн осигурява безпроблемна комуникация между различни мрежови елементи.

СИМУЛАЦИОННА СРЕДА НА LORAWAN ТЕХНОЛОГИЯ

Изборът на подходящи технологии е от ключова важност при проектиране, разработване и поддържане на дадено приложение, за да може работата на програмиста да бъде улеснена и програмата да бъде развивана дълги години. Симулаторът е разработен с технологиите C#, Apache, MySQL и среда за разработване Microsoft Visual Studio. Той има модулна архитектура (Фиг. 3) и се състои от следните блокове:

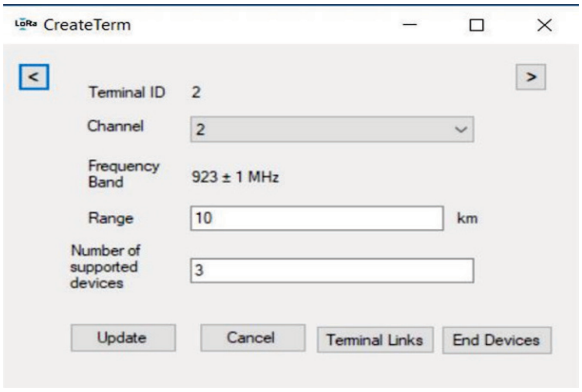
- Графичен потребителски интерфейс (GUI) - Включва лесен и интуитивен интерфейс, чрез който могат да се контролират внедрените функционалности.
- Ядро - Основният блок в системата, който осъществява всички операции за създаване или модифициране на топологията; Намиране на най- добрия път между крайните устройства.
- Създаване на топология - ключов блок, използван за създаване на нова топология, съставена от терминални устройства и свързаните с тях крайни устройства. Параметрите за всяко от крайните устройства трябва да бъдат определени; информация за крайните устройства, свързани към всеки терминал; създаване на връзки между терминални устройства.
- Модификация на топология – Позволява редактиране на вече създадена топология чрез осигуряване на възможност за промяна на различните параметри на всяко от устройствата, въведени в топологията.
- Намиране на най-добър път между крайните устройства – с помощта на "Depth First Search" и"Hassle FreeRoute Algorithms" може да се намери най-добрия маршрут между крайните устройства.
- Осъществяване на “Handover”- с помощта на този блок се осъществява прехвърлянето на мобилните крайни устройства към новите терминални устройства, отговарящи на техните нужди в зависимост от посоката им на движение.



***Фиг. 3**. Архитектура на LoRaWan симулатор*

ПОТРЕБИТЕЛСКИ ИНТЕРФЕЙС НА СИМУЛАТОРА

При стартиране на програмата се зарежда прозорецът за конфигуриране на всички терминални устройства при създаване на нова топология или при редактиране на съществуваща вече такава. Трябва да се избере „Channel” за работа, да се зададе обхват на терминала (в km) и максимален брой на свързаните крайни устройства. (Фиг. 4)

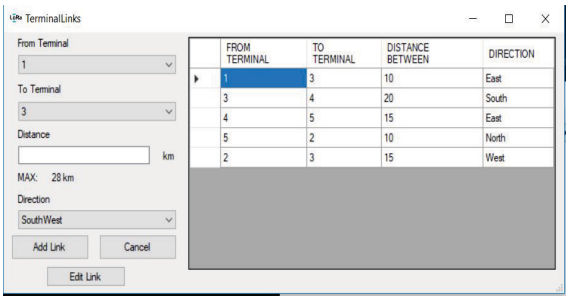


***Фиг. 4**. Начален прозорец на симулатора*

Първата стъпка за създаване на мрежова топология е добавяне на информация за всички терминални устройства. Трябва да се подаде обхвата на терминала (в km) и брой на максимално свързаните крайни устройства въз основа на спецификациите LoRaWan за параметрите на физическия слой, обхвата и класовете устройства, скоростта на данните, сигурността т.н.[8, 9]. Добавена е и възможност за редактиране на вече съществуващи в мрежата терминални устройства. Това става чрез бутона “Update”.

Следваща стъпка от създаването на топология е да се направят връзките между свързаните терминални устройства. На

Фиг.5 е представен панелът за конфигуриране на връзката. За да се попълни информацията за конфигурираните съседи, всяка връзка трябва да бъде обявена с "Разстояние" между терминалите и посоката на съседство. Панелът също така може да се използва за редактиране на връзки.



***Фиг. 6**. Конфигуриране на LoRaWan връзки между съседни терминали*

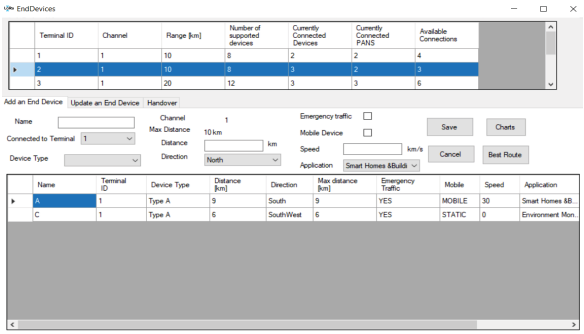
След конфигуриране на връзките между терминалите трябва да се добави информация за "крайни устройства".

На Фиг. 7 е показан прозорецът “Крайни устройства”, който позволява добавянето на нови, промяната и изтриването на вече добавени крайни устройства. Той е разделен на две основни части: таблица (в горната част), в която се извеждат съществуващите Terminal мрежи с техните характеристики, като динамично се пресмятат текущият брой свързани устройства и броят на свободни връзки за нови устройства; табове за създаване, промяна и изтриване на устройство, както и таб, в който може да се симулира мобилност на крайните устройства между отделните клетки за достъп на мрежата – Handover.

Информацията която трябва да се добави за ново крайно устройство е: Име на крайното устройството; Терминално устройство, към което е свързан; Тип на крайното устройството; Разстоянието до терминалното устройство; Посока на крайното устройство; Изисква ли спешен трафик; Мобилно ли е крайното устройство. Устройството приема стойност „Static” ,ако опцията не е селектирана.; Скорост на крайното устройство. Това поле е активно само при селектиране на опцията за мобилно устройство (стойността по подразбиране е нула); Област на приложение на крайното устройство.

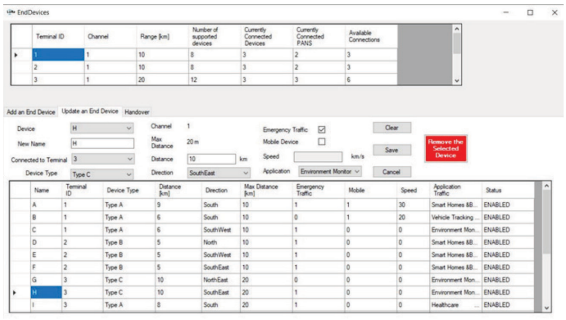
В този таб на формата също се намират и бутони за:

- бутон “Save” – проверява се дали всички необходими характеристики са въведени и в случай че да – устройството се добавя в базата данни;
- бутон “Best Route” – за отваряне на форма, симулираща откриването на „най-предпочитан“ маршрут в мрежата между две точки;
- бутон Charts – за отваряне на форма, предоставяща визуални статистики за реализираните прехвърляния в мрежата и информация за изпращаните пакети;
- бутон “Cancel” – за затваряне на текущия прозорец.



***Фиг. 7**. Конфигурация на крайни устройства*

В таба за редактиране и изтриване на крайни устройства потребителят (Фиг. 8) може да избере устройство от вече съществуващите и да промени част или всички негови характеристики. При необходимост съответното устройство може да бъде изтрито.



***Фиг. 8**. Функционалност редактиране на крайни устройства*

С подменюто „Handover“ се осъществява мобилността между съседните терминални устройства. На Фиг. 9 е показан прозорецът „Симулация на мобилност“, който позволява извършване на мобилност на крайни

мобилни устройства от един към друг възможен Терминал. Той е разделен на следните части:

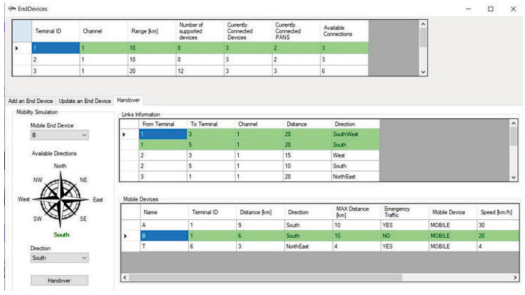
- таблица (в горната част), в която се извеждат съществуващите Terminal мрежи с техните характеристики;
- таблица (в средната дясна част), в която се извеждат всички създадени връзки между терминалите и техните;
- таблица (в долната дясна част), в която се извеждат всички въведени крайни мобилни устройства и техните характеристики;
- част „Симулация на мобилност“, която се състои от следните елементи:

a) Mobile end device - падащо меню за избор на устройството, което ще извършва мобилност. При избор на устройство то се оцветява в зелено в таблицата с всички мобилни крайни устройства, неговата мрежа се оцветява в зелено в таблицата, съдържаща информация за всички мрежи, възможните посоки за движение се оцветяват в зелено в таблицата с всички създадени връзки, както и на компаса „Available directions“;

b) Available directions – след избор на устройство от падащото меню, възможните посоки за движение се оцветяват в зелено;

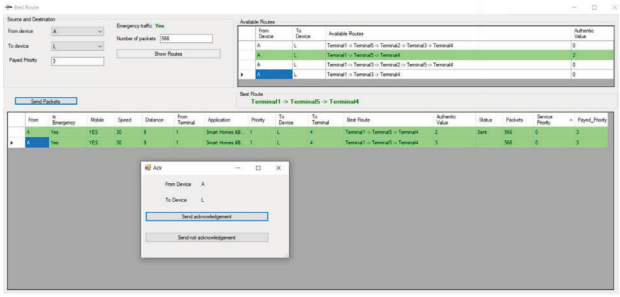
c) Direction – падащо меню за избор на посока от възможните такива;

d) бутон „Handover“ – след избор на устройство и посока, при натискане на бутона се изчислява времето и разстоянието на движение на мобилното устройство преди започване на процедура за мобилност. След преминаване на средата на припокриващата се област между съседните координатори процедурата се задейства и данните се прехвърлят на новия GW- терминал.



***Фиг. 9**. Функционалност за мобилност*

След като бъде въведена информация за всички свързани крайни устройства и се избере бутона "Best route" се отваря нов диалогов прозорец за изпращане на пакети между крайните устройства (Фиг. 10).



***Фиг. 10**. Функционалност редактиране на крайни устройства*

За да се симулира обмен на информация, трябва да бъде избрано между кои крайни устройства и какъв брой пакети ще се изпращат. След въвеждане на тези данни и избиране на бутона "Show Routes", в горен десен ъгъл се визуализират всички възможни маршрути между тези устройства, а най-краткият от тях първоначално се избира като най-добър. Това е така само ако не са извършвани предишни „оценявания“ на пътищата между тези две устройства. В долната част на прозореца се визуализира панел с информация за всички пакети, които очакват да бъдат изпратени.

При натискане на бутона „Sent Packets” се отваря нов диалогов прозорец за симулация “Acknowledgement” сигнал, където се вижда информация за това, между кои две устройства трябва да се осъществи комуникация. Има възможност за два сценария.

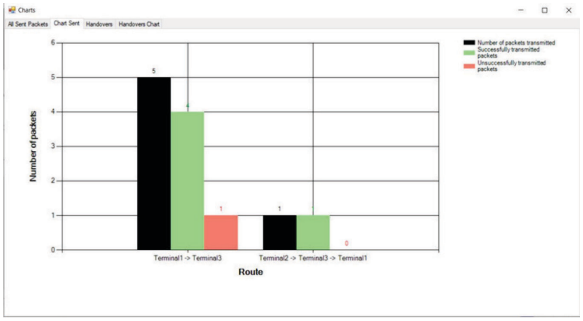
Първият сценарий е за потвърждение на получаването на пакетите. При потвърждение от страна на второто крайно устройство, статусът на пакета се променя на “Sent”, като „Authentic value“ на първоначалния път се увеличава с „1“ и заявката се записва в базата от данни.

Вторият сценарий е при неуспешно получаване на пакетите. В този случай „Authentic value“ на пътя става „-1“, при което алгоритъма търси следващият най-кратък път и опитва да изпрати пакета по него. При успешно предаване вторият маршрут увеличава своята „Authentic value“ стойност и се превръща в предпочитан надежден път. Ако има проблем с „надеждния път“ и пакетът не се изпрати по него, системата опитва пак по най-краткия, ако отново няма “Acknowledgement” сигнал, опитва по

следващия възможен от списъка и т. н.

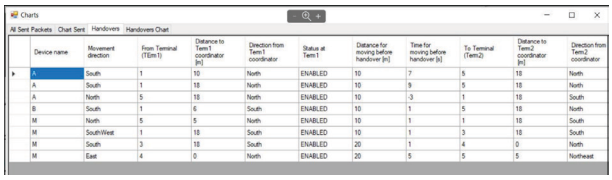
Чрез натискане на бутон „Charts” се извежда нов диалогов прозорец съставен от четири подтаба включващи:

- Таб “All Sent Packets” – предоставя информация за всички изпратени пакети между отделните крайни устройства
- Таб „Chart Sent” – предоставящ нагледна графична визуализация за броя на успешно и неуспешно получени транзакции по отделните „пътища“ (Фиг. 11)



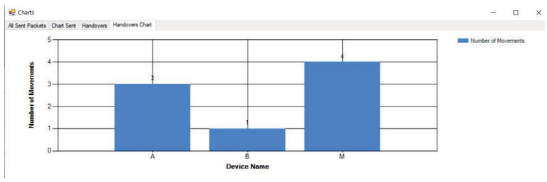
***Фиг. 11**. „Chart Sent”*

- Таб „Handovers“ – съдържащ информация за всички успешни прехвърляния между отделните точки за достъп, като е представена информация за устройството, началното и крайното му местоположение, посока на движение, разстояние и др.(Фиг. 12)



***Фиг. 12**. Информация за всички направени прехвърляния*

- Таб „Handover Charts” – съдържа визуално представяне на броя мобилности осъществени от всяко крайно устройство (Фиг. 13).



***Фиг. 8**. Брой осъществени мобилности за крайно устройство*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Този доклад предлага софтуер за симулация, който позволява създаването, редактирането на мрежови топологии на LoRaWan, осъществяването на прехвърляния между отделните точки за достъп и намирането на „най - добрия маршрут“ между крайните устройства. В този софтуер са реализирани „Depth First Search” и „Hassle Free Route“ алгоритми за търсене на маршрути между всички свързани устройства в мрежата. Разработеният симулатор позволява извеждането на статистически данни за главните и подчинените устройства, което показва, че е подходящ за обучителни цели за всякакъв вид обучение – присъствен или онлайн.

ПРИЗНАТЕЛНОСТ

Изследванията, резултатите от които са представени в настоящия доклад, са проведени по научен проект на ТУ-Варна „Интегриране на виртуализационни и мрежови технологии за целите на дистанционно обучение в условията на covid-19“, който се финансира от държавния бюджет.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ericsson Mobility Report (June 2021), https://www.ericsson.com/en /mobility-report, Дата на последно посещаване 22.09.2021.

[2] N. Andrade, G. Guimaraes, H. Dornelas, P. Toledo, H. Klimach and S. Bampi, "Low power IEEE 802.11ah receiver system-level design aiming for IoT applications," 2017 30th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design (SBCCI), 2017, pp. 11-16.

[3] Deloitte. IoT Innovation Report. 2018. https://www2.deloitte.com/content/dam/Deloitte/de/Documents/Innovation/Internet-of-Things-Innovation-Report-2018-Deloitte.pdf . Дата на последно посещаване 12.09.2021

[4] T. Nakashima, “Creating credit by making use of mobility with FinTech and IoT”, IATSS Research, Volume 42, Issue 2, July 2018

[5] N. Blenn and F. Kuipers, “LoRaWAN in the Wild: Measurements from The Things Network”,arXiv preprint arXiv:1706.03086, June 2017

[6] Lavric and V. Popa, “Internet of things and lora; low-power widearea

[7] S. Persia, C. Carciofi and M. Faccioli, "NB-IoT and LoRA connectivity analysis for M2M/IoT smart grids applications," 2017 AEIT International Annual Conference, Cagliari, Italy, 2017

[8] F. Adelantado, X. Vilajosana, "Understanding the Limits of LoRaWAN," IEEE Communications Magazine, vol. 55, no. 9, pp. 34-40, Sept. 2017, doi: 10.1109/MCOM.2017.1600613.

MOBILE ROBOT CONTROL USING ROBOT OPERATING SYSTEM

Uroš Pešović[1], Marko Marković[1], Velibor Trifunović[1], Slađana Đurašević[1], Željko Jovanović[1]
[1] *Faculty of technical sciences Čačak, University of Kragujevac, Serbia*

Abstract
Mobile robots can move freely throughout their working environment in which they can encounter known and unknown obstacles. The main tasks of mobile robots are terrain mapping, localization, path planning, and motion control could be significantly complex to implement on bare robot software. ROS represents a framework that enables the usage of a wide array of algorithms for mobile robots which can be easily used by various robot platforms. In this paper, we presented the implementation of ROS on a simple robot with a differential drive. This widely available robot platform can be used by a student to implement complex navigation algorithms which are supported by ROS.

Keywords: mobile robot, differential drive, ROS, Arduino.

INTRODUCTION

Mobile robots are a class of robots that can move freely through their environment. Robots must possess a certain level of autonomy and intelligence that allows them to perceive and react to obstacles. Fundamental problems in mobile robotics are terrain mapping, localization, path planning, and motion control [1, 2]. These tasks can be significantly complex to implement on the bare robot control software. Furthermore, such implementation will be applicable only for certain robot types, making poor code reusability.

Robot operating system (ROS) is a framework that represents a collection of tools, libraries, and conventions aimed at simplifying the process of programming complex robot behavior on a wide range of robotic platforms. The need for such a platform arose due to the constant progress of robotics, which is reflected in placing increasingly difficult tasks before robotic systems. For this reason, robot programming is a very difficult job for an individual and requires a lot of time and knowledge in various fields. In the classic way of programming robots without the use of ROS, the created programs were strictly related to hardware and could not be implemented on other robotic platforms without major crucial changes. The idea of ROS is to always provide an initial level in programming, so it is not necessary to always move from the beginning, but it is possible to apply ready-made standardized algorithms that can be implemented on different robot platforms, i.e. the possibility of reusing the created software is provided. ROS provides a set of tools to support many common robotic problems, such as path planning, collision detection, image processing, and many others, which is one of its main advantages, with the primary purpose of ROS being to create software for mobile robots. The need for such a robot programming system has led to ROS today being the most commonly used framework for mobile robot programming and more than 50% of mobile robots working using ROS. There are numerous ROS implementations on mobile robot platforms which are used as teaching aid [3, 4, 5]

In this paper, we presented the implementation of ROS on a simple mobile robot with a differential drive. This widely available robot platform can be used by students to implement complex navigation algorithms which are supported by ROS.

ROBOT OPERATING SYSTEM

The Robotic Operating System (ROS) is not a real operating system, but a framework for writing control programs for mobile robots.

The ROS project was started by Morgan Quigley in 2007 at Stanford University [6]. ROS requires a real operating system for its operation, such as officially supported Linux Ubuntu and Mac OS. Although ROS is not a true operating system, it offers standard operating system content, such as hardware abstraction, low-level device control, inter-process messaging, and packet management.

ROS creates a peer-to-peer network in which all processes are connected. Any process (node) in the system can access the network, communicate with other processes, and exchange data on the network. A robot control system usually contains many nodes, for example, one node controls the wheel motors, one node performs path planning, and so on. The ROS node is written in C, Python or Lisp using *roscpp*, *rospy* or *roslisp* ROS client compilers [7]. The ROS master controls communication between all connected nodes. Without it, nodes would not be able to find, exchange messages or connect services. Nodes communicate with each other by forwarding messages. A message is a simple data structure that contains specific fields. Messages are routed via the transport system on a subscription basis. The subject is the name used to identify the content of the message. When a node sends a message by posting on a given topic, a node that is interested in a particular type of data will subscribe to the appropriate topic where there may be multiple publishers and subscribers for the same topic. The publisher and the subscriber are not aware of each other's existence. The communication between the nodes is shown in Fig. 1.

A ROS service is a type of request/response interaction between processes. The topic is an asynchronous way of communication between nodes. The service serves to satisfy need for synchronous communication between nodes.

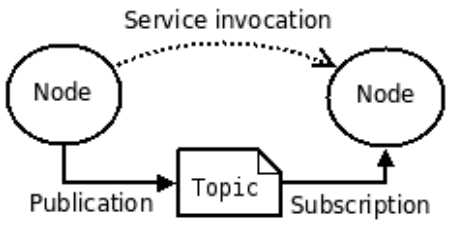


Fig. 1. *Communication between ROS nodes*

MOBILE ROBOT IMPLEMENTATION

The mobile robot is based on the Robot Smart Car Chassis Kit platform. This robot platform is designed as a platform for learning the initial steps from the world of mobile robotics, but it has all the elements necessary to perform a project task. The Smart Car Chassis Kit includes perforated Plexiglas chassis, two DC motors with reducers, two optical encoders, two plastic wheels and one pilot wheel. The mobile robot is controlled by ROS running on Raspberry PI4 computer which executes high-level algorithms for robot navigation, and by Arduino UNO microcontroller which performs low-level control of drive motors using driver L298N. Block diagram of mobile robot control system is shown in Fig. 2. The entire robot is powered by a rechargeable Li-po battery.

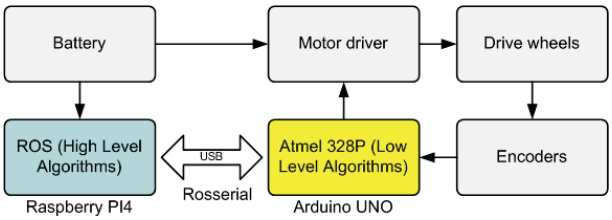


Fig. 2. *Architecture of mobile robot*

ROS is implemented on Raspberry PI4, a credit card format microcomputer, which is typically used for demanding embedded applications. Raspberry PI4 uses a quad-core ARM Cortex-A72 64-bit processor operating at 1.5GHz with 4 GB of RAM. It also features a wide range of wired and wireless interfaces, such as IEEE 802.11ac, Bluetooth 5.0 BLE, Gigabit Ethernet and several USB ports. Operating system Ubuntu 20.04 was installed on SD card, after which ROS Noetic framework is installed. In order to use ROS, it's first necessary to initialize the master node using *roscore* command, after which specific algorithms can be executed using *rosrun* command.

Rosserial is a protocol that enables the communication between ROS and serial devices, over a serial transmission line. In the Rosserial client-server implementation, the client is our case Arduino microcontroller while the server is a Raspberry PI4 computer on which ROS is installed. Rosserial packets are used to exchange via the serial link using the USB bus. The Arduino sends the data to

the ROS as messages that have a header and a tail, thus enabling subscription and publishing on multiple topics.

The structure of rosserial packet, shown in Fig. 3., consists of several fields. The first byte is used for synchronization and the second byte represents Protocol Version/Sync Flag. The following two bytes represent message length N and the fifth byte is a checksum of the message length. The sixth and seventh bytes are dedicated for Topic ID where values in the range from 0 to 100 are reserved for system functions. The remaining N+1 bytes are used for serial data and its checksum.

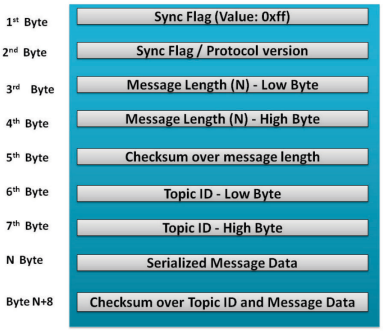


Fig. 3. *Structure of rosserial packet*

The packet checksum fields are calculated using the formula 1.

$$255 - (\Sigma Bytes) \% 256) \qquad (1)$$

The communication between the Arduino and Raspberry PI4 computer will start from the Raspberry side, which will send a query packet for getting the number of topics, names, and types of topics from the Arduino side. When the Arduino gets this query packet, it will reply to the Raspberry with a series of response packets. The mobile robot is controlled from ROS using wireless keyboard by executing commands depending on the pressed key. Based on the user input, ROS calculates linear and angular velocities which are published in form of the packet as shown in Fig. 4.

```
twist.linear.x = x * speed;
twist.linear.y = y * speed;
twist.linear.z = z * speed;

twist.angular.x = 0;
twist.angular.y = 0;
twist.angular.z = th * turn;

// Publish it and resolve any remaining callbacks
pub.publish(twist);
ros::spinOnce();
```

Fig. 4. *Generation of linear and angular velocities in ROS*

The Arduino microcontroller receives movement commands from ROS running on Raspberry PI4. Communication is carried using rosserial protocol via the USB interface. Based on the linear v_{lin} and angular speed ω_{ang} data, received from the ROS, the Arduino calculates the individual speed of rotation of the right and left drive wheels ω_r and ω_l. These angular drive wheel speeds are calculated using the diameter of drive wheels r=65 mm and wheel separation distance d=130 mm as shown by formula 2.

$$\omega_r = \frac{v_{lin}}{r} + \frac{\omega_{ang}}{r} \cdot \frac{d}{2} \qquad \omega_l = \frac{v_{lin}}{r} - \frac{\omega_{ang}}{r} \cdot \frac{d}{2} \qquad (2)$$

Since this robot has a differential drive, it is necessary to coordinate the movement of both drive motors to steer the robot as shown in Fig. 5. [8]. To drive a robot on a straight line it is necessary to rotate both wheels in the same direction with equal speed. For example, if the robot must turn to the right, the speed of the right wheel must be lower, in relation to the speed of the left wheel. To rotate the robot around its center, wheels need to rotate at the same speed but in different directions.

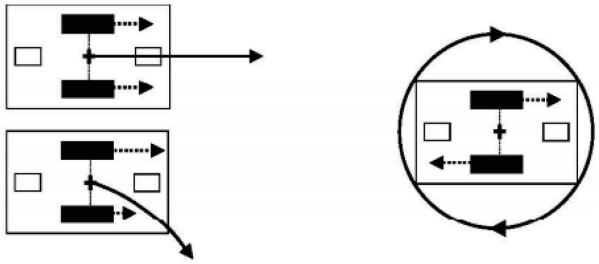


Fig. 5. *Types of movement for robot with differential drive*

For the robot to move at the required speed, it is necessary to regulate the speed of the rotation of each wheel. The regulation is performed by the PI regulator based on a comparison of the wheel setpoint value and the measured value of the wheel rotation speed. Wheel speed is measured by optical encoders connected to drive wheels, which generate 20 pulses per wheel rotation. Each encoder is connected to Arduino interrupt pin which triggers the appropriate interrupt routine for every pulse to update absolute wheel position.

To control the speed of each wheel, two PI controllers are implemented in the Arduino program. Their output is send to motor driver

in form of the PWM signal which controls the motor velocity, while the motor direction is controlled by motor driver H-bridge. The mobile robot chassis with both controllers is showed on Fig. 6, where Arduino Uno, motor driver and Li-po battery can be viewed from above, while Raspberry PI4 and motor drivers with encoders can be viewed from below.

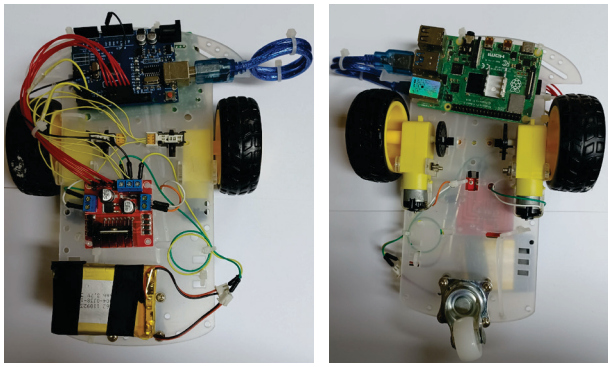


Fig. 6. *Mobile robot viewed from above and below*

CONCLUSION

Robotic systems have made rapid progress in recent years thanks to computing power and artificial intelligence. This progress of robotic systems is reflected in the increasing degree of independence and the possibility of creating a critical way of decision-making, which is characteristic of humans. For this progress to be possible, it was necessary to upgrade existing robot programming software or create new ones that would allow for rapid development and testing. Robotic Operating System (ROS) was created in response to all previous requirements, from its inception until today it has been constantly improved and refined so that a large number of robots base their programming on the application of ROS. The paper presented the implementation of ROS on a simple robot with a differential drive. Future work will be focused on the integration of robot sensor data into ROS to generate terrain maps and implement various obstacle avoidance algorithms.

ACKNOWLEDGEMENT

The research in this paper was supported by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia, as part of the Project grant no. 451-03-9/2021-14/200132 with University of Kragujevac - Faculty of Technical Sciences Čačak.

REFERENCE

[1] Nourbakhsh I., Seigwart R., Introduction to Autonomous Mobile Robots, A Bradford Book The MIT Press, 2004, ISBN:978-0-262-19502-7

[2] Salichs M. A., Moreno L. E., Navigation of mobile robots: Open questions, Robotica, Volume 18, Issue 3, May 2000, pp. 227-234

[3] Zubrycki I., Granosik G., Introducing modern robotics with ROS and Arduino, Journal of Automation Mobile Robotics and Intelligent Systems, 2014, Vol. 8, No. 1, pp. 69-75, DOI: 10.14313/JAMRIS_1-2014/9

[4] West A., Arvin F., Martin H., Watson S., Lennox B., ROS Integration for Miniature Mobile Robots, Annual Conference Towards Autonomous Robotic Systems TAROS 2018, 25-27 July, Bristol, United Kingdom, pp 345-356, DOI: 10.1007/978-3-319-96728-8_29

[5] Araujo A., Portugal D., Couceiro M., Rocha R., Integrating Arduino-Based Educational Mobile Robots in ROS, IEEE 13th International Conference on Autonomous Robot Systems and Competitions, Lisbon, Portugal, 2013, DOI: 10.1109/Robotica.2013.6623520

[6]Quigley M., Gerkey B., Smart W. D., Programming Robots with ROS, O'Reilly Media, 2015, ISBN: 978-1449323899

[7] Martinez A., Fernandez E., Learning ROS for Robotics Programming, Packt Publishing, 2013, ISBN: 978-1783987580

[8] Djurasevic S., Milovanovic A., Correction of Systematic Errors in Odometry Model for Position Determination of Mobile Tracked Robot, 52nd International scientific conference on information, communication and energy systems and technologies (ICEST 2017), Niš, Serbia, June 28-30, 2017.

СИМУЛАЦИОННА СРЕДА ЗА ИЗУЧАВАНЕ НА BLUETOOTH LOW ENERGY ТЕХНОЛОГИЯ

Айдън Хъкъ[1], Йордан Йорданов[1]
[1] *Технически университет – Варна, България*

SIMULATION ENVIRONMENT FOR STUDY OF BLUETOOTH LOW ENERGY TECHNOLOGY

Aydan Haka[1], Yordan Yordanov[1]
[1] *Technical University of Varnan, Bulgaria*
aydin.mehmed@tu-varna.bg

Abstract
Nowadays, with the expansion and improvement of communication technologies, the services offered are increasing, such as broadband Internet of Things (IoT) technologies, and one of the most common IoT technologies is Bluetooth Low Energy (BLE). This report presents a simulation product for the study of BLE technology, which can also be used in education.

Keywords: Bluetooth, BLE, IoT, Simulator

ВЪВЕДЕНИЕ

Социалната изолация предизвикана от кризата с коронавирус през последните 18 месеца доведе до възникването на различни предизвикателства пред дейностите, които обикновено се извършват присъствено. Особени трудности възникнаха при провеждане на образователния процес, свързани с преминаването от присъствена към отдалечена форма, като проблеми с комуникацията, невъзможност за работа с физически устройства и извършване на индивидуални задачи, и др.

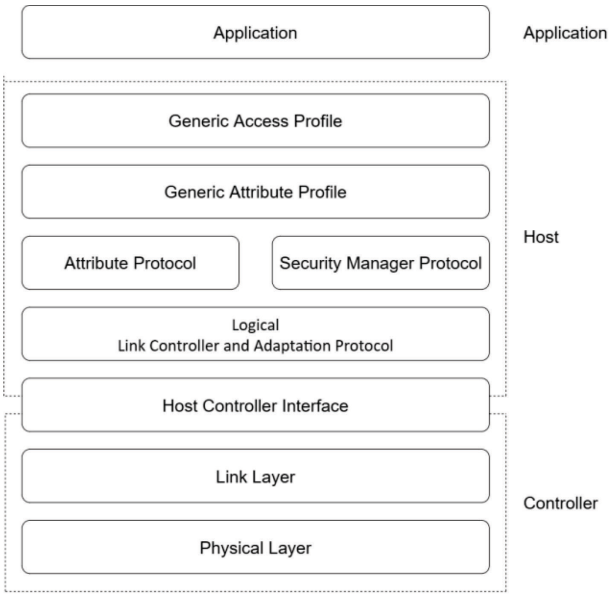
Благодарение на съвременните комуникационни технологии като 4G и 5G проблемите свързани с комуникацията при провеждане на видео и гласова среща през Интернет се минимизират [1]. Проблемите, които са свързани с индивидуалната работа с физически устройства, може да се преодолеят с помощта на виртуализационните технологии. С тях може да се създадат виртуални устройства за работа по време на занятията, с което обучаващите се имат възможност за опериране с интерфейса на физическото устройство. При този подход е необходимо да се осигури достатъчно ресурс на сървърна машина за работа с множество виртуални машини и потребители, а също така и обслужващ персонал. Когато това е трудно за осигуряване може да се наложи преподаващият да демонстрира работата през виртуалните машини, за да се избегне изразходването на наличния ресурс, натоварването на инфраструктурата и заделяне на време за поддръжка, или обучаващият се да изгради собствена виртуализационна инфраструктура. Също така в част от занятията може да е невъзможно осигуряване на виртуализация на използвания хардуер като при работа с различни технологии за изграждане на сензорни мрежи за Интернет на обектите (Internet of Things - IoT). При такава ситуация може да се използва симулационна среда за разглежданата технология. Симулаторите осигуряват възможност за инсталиране на отделна машина, както и индивидуална работа, при

изучаване на стандарти, алгоритми или механизми на конкретна технология.

Този доклад представя симулационна среда за изучаване на Bluetooth Low Energy (BLE) технология за целите на обучението.

ТЕХНОЛОГИЯ BLUETOOTH LOW ENERGY

Технологията BLE е въведена в Bluetooth стандарта във версия 4.0 и е по-известена в приложения, при които консумацията на енергия е от решаващо значение и данните за пренос са с малки количества. Тя се използва основно при фитнес устройства за следене на здравословно състояние, „умна“ система за осветление, система за локализиране в реално време, сензорни мрежи и приложения за навигация в домашна среда [2, 3]. Архитектурата на BLE (Фиг. 1) включва различни компоненти. При тази архитектура Physical и Link Layer слоевете се групират в структура наречена контролер, а останалите слоеве се групират в структура хост [4, 5]. Интерфейсът хост към контролер (Host-Controller Interface - HCI) стандартизира комуникацията между контролера и хоста.



***Фиг. 1**. Архитектура на BLE*

Physical Layer (PHY) се отнася до радио хардуера, използван за комуникация и за модулация/демодулация на данните. BLE работи в ISM обхвата (2,4 GHz), който е сегментиран в 40 радио-честотни канала, всеки раздалечен през 2 MHz. Три от тези канали се наричат Primary advertising (37, 38 и 39), докато останалите 37 се използват като Secondary advertising и за пренос на данни по време на връзка. Един от основните процеси, въз основа на които е възможна комуникацията между устройствата в BLE мрежата, е изпращането на съобщения за рекламиране (Advertising) по трите основни канала от крайните устройства. Това позволява на главните устройства да сканират рекламодатели, за да ги намерят и да прочетат техните рекламни данни. След това сканиращото устройство може да инициира връзка, ако рекламодателят го позволява.

Слоят Link Layer взаимодейства с физическия слой и осигурява абстракция за слоевете от по-високо ниво и начин за взаимодействие с радио предавателя чрез междинно ниво, наречено HCI. Той е отговорен за управление на състоянието на радио предавателя, както и изискванията за синхронизация, необходими за задоволяване на BLE спецификацията. Също така отговаря за управлението на хардуерни операции като Cyclic Redundancy Check (CRC), генериране на случайни числа и криптиране.

С помощта на Physical и Link Layer слоевете се осигурява комуникацията между устройствата в BLE мрежа. Когато дадено устройство рекламира, то позволява на други устройства, които сканират, да го намерят и евентуално да се свържат с него. Ако рекламиращото устройство позволява връзки и сканиращо го намери и реши да се свърже с него, и двете устройства влизат в свързано състояние. Връзките позволяват предаването на данни от приложенията по надежден начин, тъй като при BLE те използват CRC, потвърждения (Acknowledgements) и препредаване на изгубени данни, за да се осигури коректното им доставяне. Веднъж свързани, главното и подчиненото устройство обменят даннови пакети на редовни интервали, наречени събития на връзката. По време на събитие на връзка, устройствата алтернативно изпращат даннови пакети един към друг, докато нито една от страните не остане без повече данни за изпращане. Събитието на връзка

се случва периодично и непрекъснато, докато връзката се затвори или данните са загубени.

Logical Link Control and Adaptation Layer Protocol (L2CAP) действа като протоколен мултиплексор и обработва сегментирането и повторното сглобяване на пакети. Също така предоставя логически канали, които се мултиплексират по една или повече логически връзки. L2CAP, използван в BLE, е оптимизиран и опростен протокол, базиран на класическия Bluetooth L2CAP.

Attribute Protocol (ATT) осигурява средства за предаване на данни между BLE устройства. Разчита на BLE връзка и осигурява процедури за четене, запис, индикация и уведомяване на стойностите на атрибутите по тази връзка.

General Attribute Profile (GATT) използва се за групиране на отделни атрибути в логически услуги. В допълнение към действителните данни, GATT предоставя и информация за атрибутите, т.е. как могат да бъдат достъпвани и какво ниво на сигурност е необходимо.

General Access Profile (GAP) осигурява средства за BLE устройствата да рекламират себе си или други устройства, правят откриване на устройства, отварят и управляват връзки и излъчват данни.

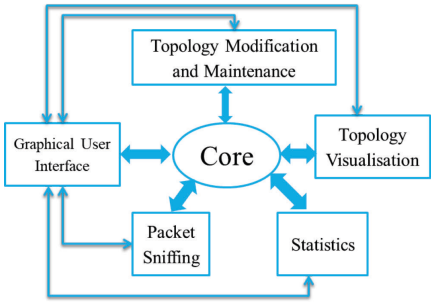
Security Manager (SM) осигурява средства за свързване на устройства, криптиране и декриптиране на данни и активиране на поверителността на устройствата.

Технологията BLE, която е част от най-новата спецификация за Bluetooth 4.1 от Bluetooth Special Interest Group (SIG), е драстично по-малко енергозависима. Твърди се, че типичните подчинени възли, работещи с Bluetooth LE, могат да работят в продължение на месеци или дори години на батерия [6]. Комбинацията от атрибути прави Bluetooth LE привлекателна технология за дизайнери на IoT устройства и на други безжични продукти с малък обсег. Технологията предоставя атрибутите: простота, ниска мощност, силен комуникационен сигнал, работа в реално време, съвместимост и др.

СИМУЛАЦИОННА СРЕДА НА BLUETOOTH LOW ENERGY ТЕХНОЛОГИЯ

Основните процеси по работа на BLE технологията, както и при изпращане на рекламни съобщения, изграждане на връзки и прекратяването им, които се базират на стандарта са внедрени в разработената симулационна среда в катедра Компютърни науки и технологии при Технически университет – Варна. Симулаторът е разработен с технологиите Java, Apache Maven, JavaFX & Scene Builder и Lauch4j. Той има модулна архитектура (Фиг. 2) и при стартиране на приложението започва изпълнение на основната функционалност на ядрото, която е добавяне на Master устройството и реализиране на неговата програмна логика за обработка на пристигащите пакети и съответния им Packet Data Unit тип, както и изчакване за добавяне на Slave устройство и проследяване на състоянието му (Standby, Advertising или Connected). Изпълнението на основната функционалност се контролира от класа “AppController”. След това ядрото се обръща към модула за определяне на поддържаната топология (Topology Modification and Maintenance). Визуализирането на топологията се осъществява от модула предназначен за това (Topology Visualisation). Когато ядрото отчете добавяне на Slave устройство, което се контролира от класа “AddDeviceController”, се обръща към модула за поддържане и модифициране на топологията, а след това към модула за визуализация. Така се актуализира мрежовата топологията. При отчитане на промяна в състоянието на Slave устройството от Standby на Advertising ядрото се обръща към модула за проследяване на трафика (Packet Sniffing), от който се получава информация за обменените съобщения между устройствата в мрежата. Това става чрез класа “MessageSequenceFactory”. За получаване на статистическа информация за времето в което крайните устройства в мрежата са били в определено състояние ядрото се обръща към модула Statistics, който се управлява от класа “DeviceStatisticsUtil”.

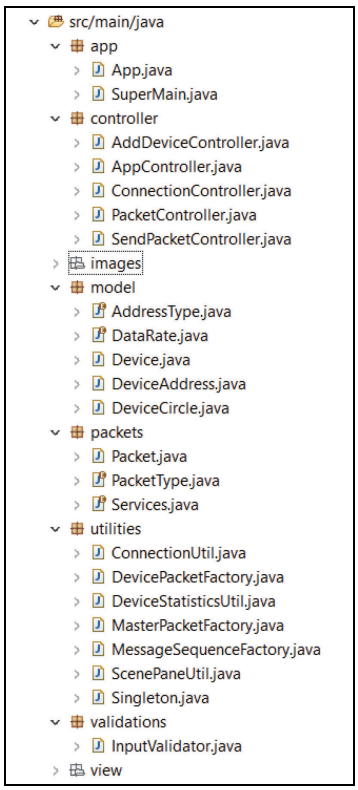
Обработената информация през различните модули се визуализира чрез изградения графичен интерфейс (Graphical User Interface).



***Фиг. 2**. Архитектура на BLE симулатор*

Проектът на симулатора се разделя на 8 пакета, като шаблона за проектиране е MVC (Model – View - Controller). Концепцията му е да се раздели приложението на три основни логически части – модел, изглед и контролер. Моделът съдържа информация за данните, изгледът отговаря за презентацията на данните от модела, а контролерът обработва данните от модела и ги подава за визуализиране от изгледа. Всеки един от тези модули е създаден, за да управлява специфична част от софтуера (Фиг. 3):

- "app" – съдържа стартовата точка на програмата "SuperMain", която служи за извикване на стартиращата функция от класа "App";
- „controller" – съдържа контролерите на различните fxml файлове;
- "images" – съдържа изображения необходими за програмата;
- "model" – съдържа модел на обекта за устройствата;
- "packets" – съдържа клас "Packet", който описва пакетните обекти;
- "utilities" – съдържа помощни класове, които извършват различни функционалности;
- "validations" – съдържа клас "InputValidator" съдържа статични функции, които служат за валидация при попълване на полета в програмата;
- "view" – съдържа fxml файловете, които са базирани на xml и служат за визуализиране на дизайна. Също така в този пакет се намират и езиковите файлове за български и английски.



***Фиг. 3**. Архитектура на пакетите на проекта*

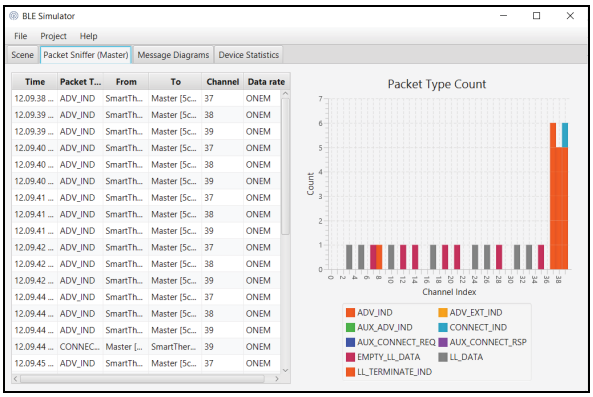
ПОТРЕБИТЕЛСКИ ИНТЕРФЕЙС

Главният прозорец на програмата (Фиг. 4) се визуализира при стартирането ѝ. В него са разположени меню лентата и лента за табове, като всеки таб изобразява различна функционалност на програмата.

***Фиг. 4**. Начален прозорец на симулатора*

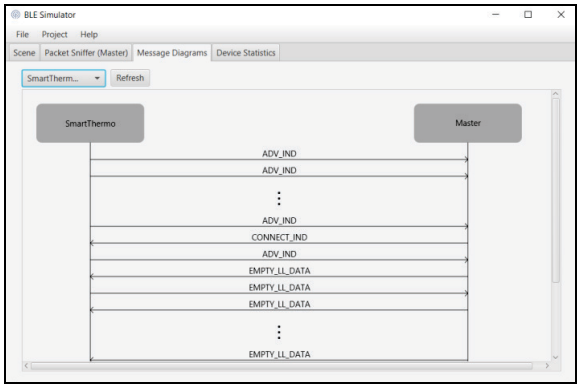
В таб Scene се разполагат елементите за визуализиране на топологията и поле за информация на избраното устройство. При избор на графичен елемент на устройство, в полето отляво се изобразява информация за него, като име, адрес, максимално разстояние и д.р. При първоначално стартиране се визуализира Master устройството в мрежата, а след това може да се добавят Slave. Добавянето на Slave устройства в мрежата

става през допълнителен прозорец, в който се задават характеристиките му. Табът Packet Sniffer (Master) (Фиг. 5) показва информация за това какви пакети постъпват на главното устройство и какво той изпраща, както и диаграма за визуализиране на бройката на различните видове пакети, които са показани в таблицата. В таблицата за пакетите са показани данни за часът и датата на изпращане на пакета, типът на пакета, от кого и до кого е, на кой канал е изпратен и какъв е неговия data rate.



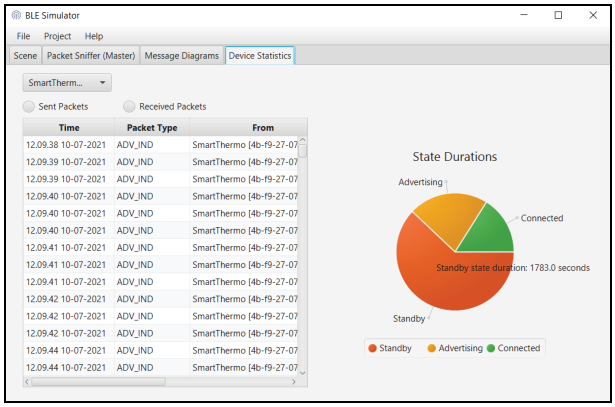
***Фиг. 5**. Изглед на таб Packet Sniffer (Master)*

Табът Message Diagrams (Фиг. 6) служи за представяне на диаграма за последователността на съобщенията, като се показва какъв тип пакет се изпраща от кое за кое устройство, в удобен за четене вид. Представената последователност описва процеса за обмен на съобщения при изграждане на връзка, изпращане на данни и терминиране на връзката между Master и Slave устройства в BLE мрежа.



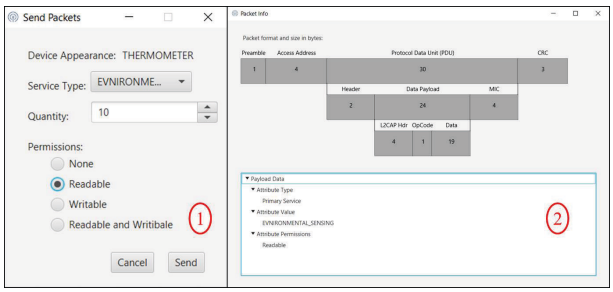
***Фиг. 6**. Последователност от съобщения между избрано и главно устройство*

Табът Device Statistics (Фиг. 7) показва информация за периферните устройства, като получени и изпратени пакети и също така визуализира диаграма за време на работа във състоянията му на рекламиране, в режим на готовност и на връзка.



***Фиг. 7**. Статистика за Slave устройства*

При изпращането на пакети се изобразява какъв е изгледът на устройството и от това зависи какъв вид пакет на услугите ще може да бъде изпратен от тези въведени в програмата(Фиг. 8-1). Друга информация, която се въвежда е бройката на тези пакети и какви са разрешенията за работа с данните от пакетите, които ще се изпращат. При изобразяването на допълнителна информация на пакетите, се генерира формата на пакета и размера на отделните му елементи (Фиг. 8-2). Формата за всеки тип пакети е различен, според дефиницията му в Bluetooth класификацията.



***Фиг. 8**. Изпращане на даннови пакети и структура на даннов пакет*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Този доклад представя симулационен продукт за BLE технология. Разработеният симулатор позволява изучаване на различни аспекти, свързани с работата на BLE стандарта, без да е необходимо наличието на физически устройства. Предоставената функционалност показва, че симулаторът може да се използва за представяне на

акцентите от комуникацията между главно и подчинено устройство, дава възможност за извеждане на статистическа информация за времето, в което крайните устройства са били в определено състояние, както и изследване съдържанието на фреймовете, предавани между комуникиращите устройства. Възможностите, които предоставя разработеният симулационен продукт дават повод за твърдение, че е подходящ за използване в обучението както при присъствена, така и при онлайн форма.

ПРИЗНАТЕЛНОСТ

Изследванията, резултатите от които са представени в настоящия доклад, са проведени по научен проект на ТУ-Варна „Интегриране на виртуализационни и мрежови технологии за целите на дистанционно обучение в условията на covid-19“, който се финансира от държавния бюджет.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Ericsson mobility report, June 2021. https://www.ericsson.com/en/mobility-report. Дата на последно посещаване 03.08.2021

[2] Wireless Connectivity Options for IoT Applications – Technology Comparison. https://www.bluetooth.com/blog/wireless-connectivity-options-for-iot-applications-technology-comparison/. Дата на последно посещаване 03.08.2021

[3] 2021 Bluetooth Market Update. https://www.bluetooth.com/bluetooth-resources/ 2021-bmu/?utm_campaign=bmu&utm_source=internal&utm_medium=web&utm_content=2021bmu-resourcepopup. Дата на последно посещаване 03.08.2021

[4] UG103.14: Bluetooth® LE Fundamentals, Silicon Labs, UG103.14: Bluetooth® LE Fundamentals

[5] M. Afaneh. Intro to Bluetooth Low Energy: The easiest way to learn BLE Kindle Edition. Independently Published, 2018, ISBN: 9781790198153, https://www.novelbits.io/introduction-to-bluetooth-low-energy-book/

[6] The pros and cons of Bluetooth Low Energy. https://www.electronicsweekly.com/news/design/communications/pros-cons-bluetooth-low-energy-2014-10/. Дата на последно посещаване 03.08.2021

ПРОЕКТИРАНЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ НА СИСТЕМА ЗА ТЕМПЕРАТУРЕН МОНИТОРИНГ

Диян Динев[1], Делчо Ангелов[2]
[1] Технически университет – Варна, България, [2]Технически университет – Варна, България
[1]diyandinev@tu-varna.bg, [2]delchoangelov@gmail.com

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A TEMPERATURE MONITORING SYSTEM

Diyan Dinev[1], Delcho Angelov[2]
[1] Technical University of Varna, Bulgaria, [2] Technical University of Varna, Bulgaria,
[1]diyandinev@tu-varna.bg, [2]delchoangelov@gmail.com

Abstract

It is known that one of the most significant factors that seriously affect the content of food and medicines is the temperature. Perishable frozen or refrigerated products and medicines are most volnurable to every temperature fluctuates. Any violation of their temperature regime, lead on the first place to rapid multiplication of pathogens that cause damage to products. The goal of this paper is to provide a software-hardware solution for monitoring temperature range for medication storage and food.

Keywords: Dixell; GalileoSky; Monitoring; Temperature

ВЪВЕДЕНИЕ

Светът се развива бързо и динамично и всяка една икономика е свързана с безброй други посредством бизнес и политика, и достъпът до стоки от целият свят никога не е бил по-лесен. Това на пръв поглед „удобство“ крие своите рискове. Във всеки супермаркет могат да бъдат намерени стоки от всяко кътче на света и докато за едно устройство, произведено в Китай няма значение дали е пътувало един ден със самолет или три месеца с кораб, то за всички видове хранителни стоки и лекарства неправилното транспортиране и/или съхранение могат да имат пагубен ефект върху качеството на продукта, а от там - и върху здравето на консуматора.

Температурата като физична величина е един от определящите параметри на състоянието, позволяващ да се контролира хода на голямо разнообразие от производствени процеси [1]. Измерването на температурата е най-важният източник на информация за хода на физичните явления и за промените в състоянието на материята. Тъй като от всички термодинамични функции на състоянието на веществото, температурата е най-изследвана в метрологично отношение, практически е полезно да се измерва, вместо директно да се измерват редица характеристики на обекта, които зависят от неговото състояние и са от пряк интерес на технолога. Тези характеристики включват енергията на веществото, неговата химическа активност, вискозитет, твърдост, промяна в неговото химично или фазово равновесие, скорост на промяна в структурата, термично разширение, промяна в електрическите и магнитните свойства и др.

ПРОЕКТИРАНЕ НА СИСТЕМАТА

Решението, реализирано за целите на проекта се състои от два хардуерни и два софтуерни компонента:

1) Контролер с датчици за измерване и събиране на данните;

2) GPS/GPRS устройство за безжично предаване на данните;

3) База от данни, където да се съхраняват данните;

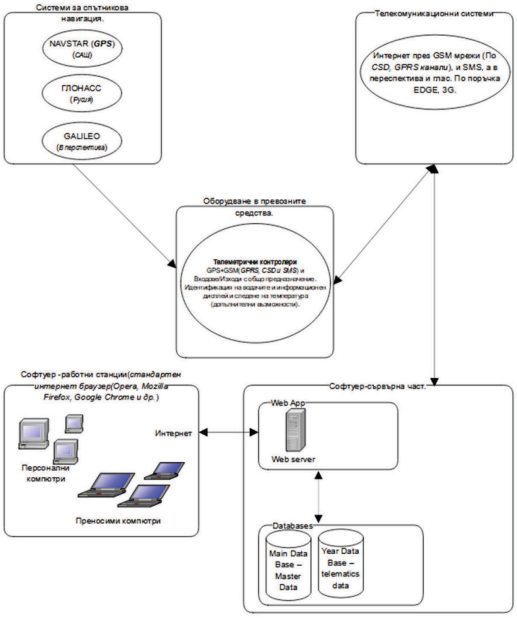
4) Приложение, което да визуализира данните.

В зависимост от хардуерните производители и използваните технологии, системата може да бъде изградена по различни начини.

Изборът на спътникова навигация може да бъде между две системи – GPS (Global Positioning System), която е разработка на военното министерство на САЩ и ГЛОНАСС (ГЛОбальная НАвигационная Спутниковая Система), която е разработка на руското военно министерство.

Производителите на хардуер и софтуер (датчици, контролери, тракери, сървъри, операционни системи, WEB апликации) са хиляди от целият свят, така че изборът може да зависи не само от изискванията към системата, а също и от други фактори като цена, време на доставка, поддръжка, предишен опит с продукта, и други. За да се подберат най-подходящите компоненти е нужно да се знаят едновременно изискванията към проекта, времето за реализация, моментното състояние на пазара и бюджетът, който е на разположение.

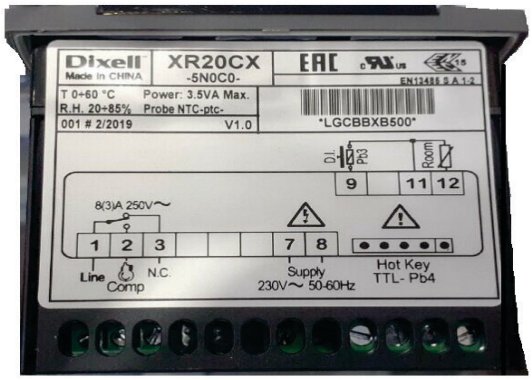
На Фиг. 1 е показана обобщена схема на решението.



***Фиг. 1**. Обобщена схема на решението*

ИЗБОР НА ХАРДУЕРНИ КОМПОНЕНТИ

Контролерът, който е използван за реализиране на системата е Dixell Prime XR20CX [2] (Фиг. 2) с два датчика NS6S и XJ485CX сериен интерфейс. Температурните датчици са термистори и е лесно да се изчисли точната температура (за използвания модел при излизане извън диапазона от около -25ºC до около +60ºC възможната грешка расте експоненциално, съответно интегритета на данните бива компрометиран) посредством разликата във входното и изходното напрежение. Потокът от данни от датчиците е с изходно TTL ниво, което може да бъде преобразувано, посредством преобразувателя XJ485CX в RS-485 ниво на серийния интерфейс



***Фиг. 2**. Dixell XR20CX контролер*

След като бъдат превърнати в RS485 сигнал, данните от Dixell контролера (XR, XC, XW series) се предават към устройство за записване и/или предаване на информацията към базата данни.

Има два начина, по които информацията може да стигне до базата данни:

- Чрез проводник, предаващ сигнала;
- Посредством безжична технология;

Първият вариант е ограничаващ откъм мобилност на системата, защото за да бъде предадена информацията чрез проводник, системата трябва да бъде поставена на едно място и да е изградена инфраструктура, захранване, комуникационна мрежа, свързваща контролера със сървъра.

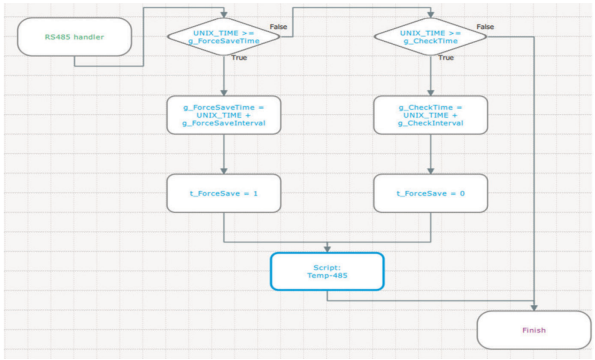
За реализацията на системата е използван GalileoSky 7.0Lite (Фиг. 3) тракер [3].

Това е GPS/GPRS устройство за проследяване на автомобили, но освен GPS и

GPRS модул, то е оборудвано с множество аналогови и цифрови входове и изходи, които могат да бъдат използвани за най-различни цели.

***Фиг. 3**. GalileoSky 7.0Lite*

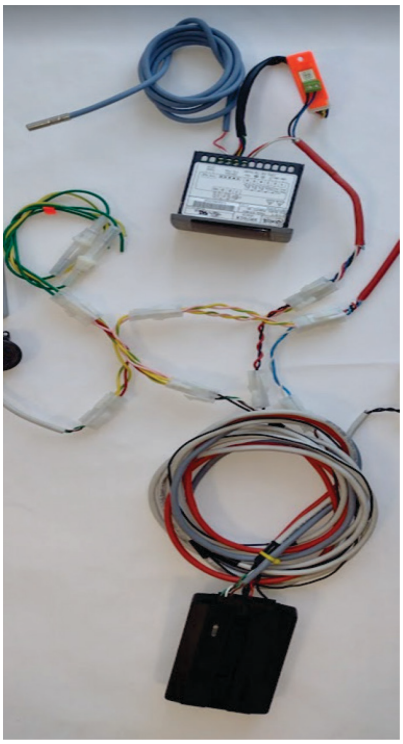
Друго полезно свойство на тези тракери е, че имат microSD карта с памет, където могат да се съхраняват данни при загуба на връзка със сървъра, а освен това са снабдени с два слота за СИМ карти и опция за превключване на GPRS модула от едната към другата карта при проблем с комуникацията. Едно от основните предимства на тези устройства е възможността за добавяне на допълнителни функции посредством Easy Logic (Фиг. 4) технологията на GalileoSky, която позволява използването на специфични скриптове, написани на езика PAWN.



***Фиг. 4**. Блок-схема за преобразуване на TTL поток в RS-485 данни посредством Easy Logic*

PAWN , 32-битов скриптов език със C подобен синтаксис. С помощта на Easy Logic технологията може да бъде създаден скрипт, който да използва данните по начин, който бъде зададен.

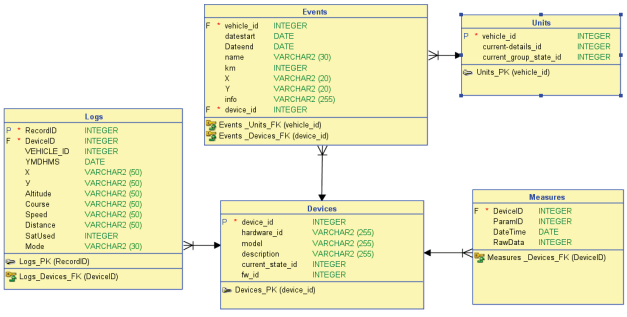
Освен мобилността, друга причина за избора на тракер е, че часът на измерване и предаване на данните се взема от спътниците, чрез които тракерите определят местоположението си, а това към днешните технологии е най-точното достъпно показание за време. На Фиг. 5 е показана хардуерната реализация на системата.



***Фиг. 5**. Хардуерна реализация*

СОФТУЕРНА РЕАЛИЗАЦИЯ

Сървърната система за управление на базата от данни е MS SQL Server Express Edition. Това е безплатна версия на Microsoft SQL Server Relational Database и е ориентирана към вградени и по-малки приложения.



***Фиг. 6** Релационен модел на Базата от данни*

Базата от данни се състои от 5 таблици (Фиг.6):

1) Devices – данни за устройствата, от които се очакват данни.

2) Units – данни за обектите, към които са свързани устройствата;

3) Logs – съдържаща навигационни данни (географска ширина, дължина и т.н.);

4) Measures – съдържа информация за измерванията на температурата;

5) Events – генерират се събития -достигане на определена температура, излизане извън предварително зададен диапазон и т.н.

За извличане на данните от устройствата и записване в базата от данни се използва Traccar Software, тъй като това е open source решение, което поддържа множество протоколи от различни производители на хардуер. Traccar Software [4] е система базирана на Netty мрежови фреймуърк. Това е асинхронен фреймуърк за мрежови приложения, управляван от събития, който позволява бърз и лесен развой на мрежови приложения като протоколни сървъри.

Събитията могат да бъдат докладвани директно от GPS устройството или да бъдат генерирани от страна на сървъра въз основа на конкретни данни и условия. Всички събития, с изключение на събитията за състоянието на връзката, се генерират в манипулатори на мрежови канали въз основа на данните в позиционния модел.

Генерираните събития се предоставят на потребителите по следните канали:

1) Имейл - чрез Simple Mail Transfer Protocol (SMTP);

2) Short Message Service (SMS) - чрез Short Message Peer-to-Peer (SMPP);

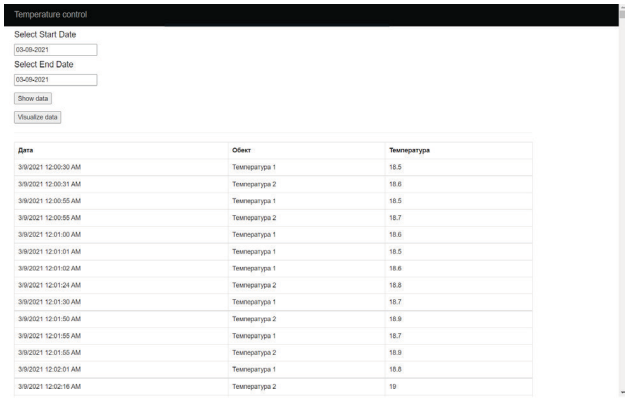
3) WEB известие - чрез активна WebSocket връзка;

4) PUSH известие - чрез Firebase API;

Логиката на доставка за всеки канал е внедрена в съответния клас известия. Известията могат да бъдат активирани и деактивирани в конфигурационен файл.

WEB приложението е написано на ASP.NET Razor [5]. Това е програмен синтаксис, използван за създаване на динамични уеб приложения на C# и VB.NET. Razor е template mark-up синтаксис, който позволява на програмиста да използва HTML структуриран поток от данни.

Потребителският интефейс на web приложението е максимално изчистен и опростен с цел улеснение на работата и избягване на ненужни добавки и компоненти. Състои се от страница за избор на диапазон, в който потребителят иска да проследи данните (Фиг. 7), след което те биват таблично представени, а след това и графично визуализирани (Фиг. 8).



Фиг. 7*. Избор на диапазон за проследяване на данните*

При захранване на компонентите на системата се извършват следните действия:

1) Датчиците измерват показанията;

2) Контролерът ги е преобразува в RS-485 сигнал и ги предава към тракера;

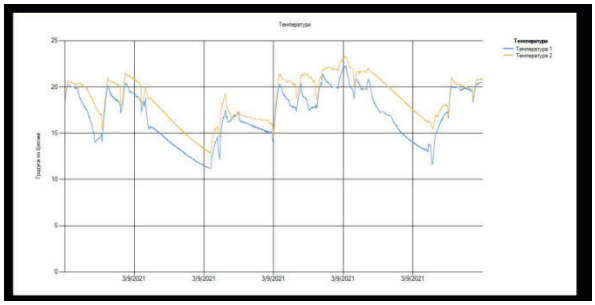
3) Тракерът предава данните на сървъра;

4) Информацията са записва в базата данни;

5) Последната стъпка не е автоматична – за да бъдат визуализирани данните е нужно потребителят да стартира функцията, извикваща резултата чрез избиране на период за справката и натискане на бутона „Show Data“

Приложението притежава два способа на визуализиране на данните:

- Под формата на таблица с числови показания за избраният период (Фиг. 7);
- Под формата на графика с показания за избраният период (Фиг. 8).



Фиг. 8 *Графично представяне на получените данни за период*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целта на настоящият доклад е да предостави софтуерно-хардуерно решение за наблюдение на температурния диапазон на съхранение на лекарства и храни. От направените тестове, можем да заключим, че системата извършва действията, за които е била проектирана и предоставя информация относно температурният режим при който са извършени тестовете. Събраните данни могат да бъдат използвани за подобряване условията на съхранение и дистрибуция на стоки, чиито качества са пряко свързани с температурните влияния на околната среда.

ПРИЗНАТЕЛНОСТ

Изследванията, резултатите от които са представени в настоящия доклад, са проведени по научен проект на ТУ-Варна „Интегриране на виртуализационни и мрежови технологии за целите на дистанционно обучение в условията на Covid-19“, който се финансира от държавния бюджет.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Preobrazhenski V. P. „Toplinni izmervania i ustroystva: Uchebnik za universiteti po spetsialnost Avtomatizatsia na toplinnite i energiynite protsesi“ - 3-to izdanie

[2] DIXELL XR20CX Datasheet - https://webapps.emerson.com/Dixell/Pages/Manuals?previewToken=OL_jSY6XOPPjjZL-hvgT8g#famSeq_4

[3] GalileoSky 7.0 Lite datasheet - http://base.galileosky.com/articles/#!docs-publication/galileosky-7-user-manual

[4] Traccar Datasheet - https://www.traccar.org/development/

[5] ASP.NET Razor documentation - https://docs.microsoft.com/en-us/aspnet/core/razor-pages/?view=aspnetcore-5.0&tabs=visual-studio

[6]

ИЗСЛЕДВАНЕ И АНАЛИЗ НА ТЕХНИКИ ПРОТИВ ИНТЕГРАЛНО НАСИЩАНЕ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Георги Михалев[1], Станимир Йорданов[2]
[1]*Технически университет - Габрово*
[2]*Технически университет - Габрово*

RESEARCH AND ANALYSIS OF ANTI-WINDUP TECHNIQUES IN THE CONTROL SYSTEMS

Georgi Mihalev[1], Stanimir Yordanov[2]
[1] *Technical University of Gabrovo*
[2] *Technical University of Gabrovo*

Abstract

The paper presents some of the main anti-windup techniques and strategies in the control of technological plants. Detailed block diagrams of implemented anti-windup techniques are presented. Simulation schemes for PID control of a linear vibratory feeder have been performed. The obtained results are graphically displayed. An analysis and comparison on the basis of the quality of the received control is made.

Keywords: Integrator windup, Anti-windup techniques, PID control.

ВЪВЕДЕНИЕ

В последно време при управлението на технологични обекти, все повече внимание се обръща на реални обекти и изграждането на техни математични модели с цел синтез на подходящо управление. Тази тенденция води след нея си множество проблеми, решението на които може да се намери в различни аспекти на науката и техниката.

Такъв проблем е на например интегралното насищане в случаите, в които се използват регулатори, които имат интегрална съставяща. Такъв регулатор е например ПИД и неговите разновидности, който е и един от най-често използваните закони за регулиране. Явлението наричано интегрално насищане се свързва най-вече с нелинейни феномени и поради тази причина се използват множество техники за неговото изследване.

Проблемите с насищането на датират от 40-те години на миналия век, като тогава са се прилагали предимно индивидуални стратегии от различно естество[1]. Именно този проблем се счита за причина за появяването на коригиращи звена в контура на управление с цел стабилизация. В последствие с навлизането на цифровите системи за управление, реализирането на различни други стратегии за справяне с т. нар. „windup“ проблем става по-лесно и започва по-усилено изследване на различни системни решения по отношение на производителността и стабилността на системите. С повишаването на сложността на използваните закони за управление и получаваните модели на различни обекти, стратегиите за справяне с интегралното насищане намират място в почти всички методи за синтез на управление и не са подценявани от изследователите в техните разработки.

Текущата статия има за цел да представи някои от актуалните и най-често използвани и реализирани техники за решаване на проблема с интегралното насищане. Представя се сравнение на някои от тях при използването на ПИД закон за управление, чрез реа-

лизирането им в симулационни схеми за управление на линеен вибрационен транспортьор.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Пропорционално-Интегралния-Диференциален (ПИД) закон за управление се използва широко за различни системи[2]. Често когато се разглеждат реални, физически реализуеми системи с тяхното управление, в контура на управление се отчита и изпълнителния механизъм (актуатор), които има за цел да задвижи дадената система, по начин определен от управляващото устройство (регулатора). Въпреки, че актуаторите често се избират с възможности по-големи от реално необходимите, често се налага управляващия сигнал да бъде ограничен. Това се налага например когато системата има голям набор от работни условия, и управлението лесно достига лимита на актуатора или например при често превключване между ръчно и автоматично управление.

Ограничаването на актуатора, на практика означава да се включи нелинеен елемент в контура на управление и един нормален линеен проблем при управлението да стане нелинеен. Ограничението води до акумулиране на огромна грешка от интегралната съставяща, което в последствие води по-голямо пререгулиране, по-дълъг преходен процес и понякога дори до неустойчивост на системата. В резултат от това може да се каже, че контура на обратната връзка е прекъснат и затворената система функционира като отворена, докато актуатора е ограничен, независимо от изхода на системата.

Изследването на този проблем е широко разпространено за различни обекти[3,4,5,6], като се предлагат и множество стратегии за решаването му. Основно те се делят на директни линейни техники против интегрално насищане (DLAW) и техники против интегрално насищане възстановяващи модела (MRAL).

Техниките против интегрално насищане от типа DLAW, са много видове и предхождат другите стратегии. Най-често използваните и значими методи против насищане от този тип са представени в [7,8,9,10,11].

Въпреки, че исторически MRAL методите и алгоритмите против интегралното насищане възникват по-късно, те бързо се обособяват като предпочитан вариант за реализация, и съответно са обект на множество изследвания [12,13,14,15,16,17,18,19]. Най-общо може да се каже, че те се базират на приета по-късно за основна стратегия, а именно - избор на анти-насищащ компенсатор. Този тип стратегии се отличават главно с две предимства:

- Регулаторът не е задължително да бъде линеен, т.е. MRAL схемите са независими по отношение на регулатора.
- Стабилизиращия сигнал може да се избере така, че да се позволи синтезът на нелинейни анти-насищащи закони, подходящи за решаване на по-сложни проблеми.

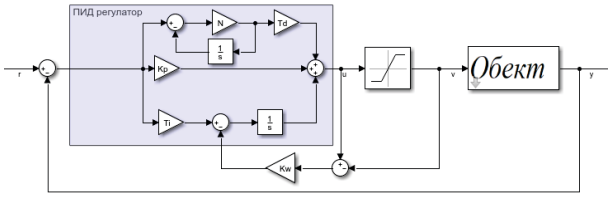
Съществуват и други видове анти-насищащи стратегии, като адаптивни[20], с преизчисляване на грешката[21], синтез чрез D-имплементация[19], робастен синтез [22,23], ПИД регулатори с две степени на свобода[24], базирани на предиктори[25], базирани на наблюдатели[26] и други, като те основно се базират на промяна на структурата на регулатора. В текущата статия ще се обърне внимание само на MRAL техниките, като по-широко застъпени в научно-техническите среди.

СТРАТЕГИИ ЗА ИНТЕГРАЛНО АНТИ-НАСИЩАНЕ

Част от споменатите по-горе типове техники за интегрално анти-насищане, са особено застъпени, както в практиката, така и в научните публикации по тематиката. Следва представяне на по-често използваните.

Обратно изчисление (Back calculation)

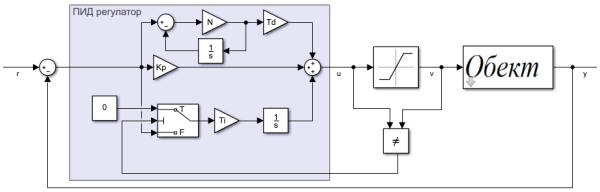
При този метод се използва допълнителна обратна връзка. Тази обратна връзка формира сигнал, които е претеглената разлика от изхода на регулатора и изхода на ограничението на актуатора. Схема на метода е представена на фиг. 1. Обикновено k_w избира да бъде $1/T_i$, където T_i е времеконстантата на интегралната съставяща на ПИД регулатора.



***Фиг. 1**. ПИД управление с ВС анти-насищане*

Условно интегриране (Conditional integration, clamping method)

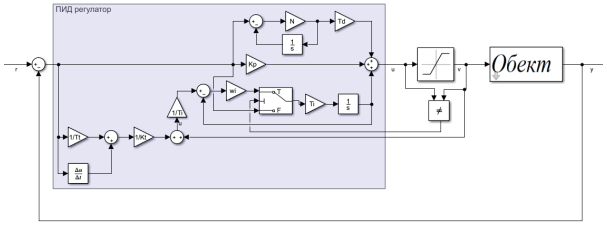
Идеята при метода на условно интегриране е сравнително елементарен. Състои се в следене кога ограничението ще доведе до акумулиране на голяма грешка, при което интегратора на ПИД регулатора се изключва. Поради лесния си принцип на работа този алгоритъм търпи и много модификации. Най-често се използва отново сравнение на сигнала преди ограничението и след него, като в момента при които е налице ограничаване на управляващия сигнал, интегратора на регулатора се изключва. Блок-схема на стратегия за анти-насищане с условно интегриране е показана на фиг. 2.



***Фиг. 2**. ПИД управление с CI анти-насищане*

Интегрално прогнозиране на състоянието (Integral state prediction)

При този метод, когато регулатора работи в линейната част на ограничението(т.е. управляващия сигнал не е ограничен), грешката се подава на входа на интегратора, а когато управляващия сигнал е ограничен интегралното състояние се установява в прогнозирана стойност, получена от нискочестотен филтър с цел предотвратяване на промяна състоянието на интегратора. На фиг. 3 е представена блок-схема на метода.



***Фиг. 3**. ПИД управление с ISP анти-насищане*

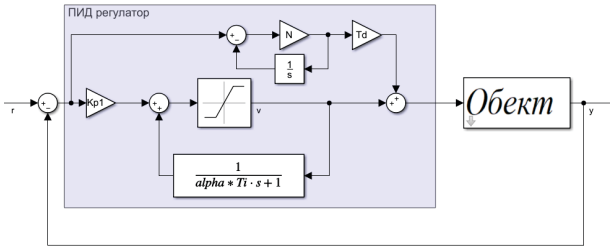
Стойността на състоянието на интегратора се определя от :

$$q_{ss} = \frac{1}{T_i}\left(\frac{1}{k_t}\left(\dot{e} + \frac{1}{\tau_m}e\right) + v\right). \qquad (1)$$

Чрез правилен избор на ω_i се определя времето за установяване на интегратора в прогнозираното състояние. Времето за установяване трябва да се избере да бъде помалко в сравнение с динамиката на управляваната система, тъй като в (1) участва производна на грешката, което ограничава нискочестотния филтър.

Автоматично нулиране (Automatic reset)

Реализирането на автоматичното нулиране на интегратора се осъществява, чрез използване на последователната форма на ПИД регулатора. При тази схема ПИ частта на регулатора се конфигурира така, че да се противодейства на ефекта на насищането. На входа на ПИ частта се подава сигнал от изхода на ограничението, като по този начин, когато изхода не е ограничен коеф. на усилване по пътя на предаване се запазва и предавателна функция на ПИ частта остава в общата предавателна функция на регулатора. На фиг. 4 е представена блок схема на метода.



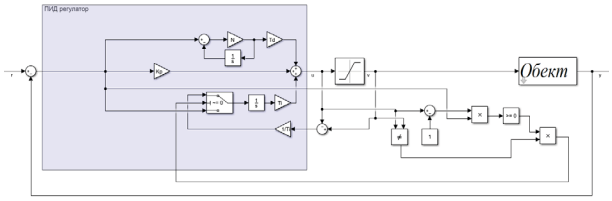
***Фиг. 4**. ПИД управление с AR анти-насищане*

При реализирането на тази схема не може да се използва вече получена настройка на ПИД регулатора при паралелна форма. Схемата се характеризира със статична грешка, която се компенсира с промяна на коеф. на усилване.

ПИД регулатор с променлива структура (Variable structure PID)

При тази разновидност на ПИД регулатора, когато управляващия сигнал е ограничен, структурата на VSPID потиска интегратора, като така изхода на регулатора лежи на

ръба на ограничението. В структурата на регулатора се използва превключване между няколко различни ПИД регулатора с различни времеконстанти на интегриране за различните условия. Условието за превключване се получава с помощта на няколко логически функции. На фиг. 5 е представена блок-схемата на ПИД регулатора с променлива структура.



***Фиг. 5**. VSPID регулатор със схема за анти-насищане*

При настройка на регулатора трябва да се избере такава константа $\alpha>0$, че управляващия сигнал възможно най-бързо да се приближава до една от крайните стойности на ограничителния интервал.

Преизчисляване на грешката (Error recalculation)

При този метод, чрез използване на полиномна форма на регулатора в дискретен вид, управляващия сигнал може да се изчисли от две предходни стойности на управляващия сигнал, грешката и текущата стойност на грешката.

Ако текущата стойност управляващия сигнал е извън ограничението, стойността на текущата грешка трябва да се промени, така че управляващия сигнал да бъде равен на сигнала след ограничението.

При тази стратегия не се получава интегрално насищане, тъй като управляващия сигнал се променя винаги да бъде равен на сигнала на входа на обекта за управление, а грешката се променя така, че всичките и предишни стойности са последователни и изхода на регулатора се държи винаги в ограничението.

Диференциална имплементация (differential implementation)

В случаите когато интегратора е неразделна част от динамиката на регулатора, описаните по-горе анти-насищащи техники не могат да се реализират и справянето с насищането става много по-трудно. Такива контролери са например всички базирани на наблюдатели, контролери с линейно изменяне на параметри, оптимални регулатори и др.

При тези случай обособяването на интеграторна динамика на изхода на регулатора, може да се реализира чрез т.н. диференциална имплементация. Основната идея на диференциалната имплементация се състои в това регулатора да осигури управляващ сигнал $\dot{u}$, а интегратора на изхода - управляващ сигнал u. Тогава контролера ще бъде във форма подходяща за реализиране на коя да е от споменатите вече анти-насищащи стратегии.

D-имплементацията може да се интерпретира, като вариант при който грешката се диференцира на входа на регулатора, а се интегрира на изхода. Важно е да се спомене, че D-имплементацията се приема за ад-хок модификация на непрекъснатите регулатори и не гарантира същото входно-изходно поведение на регулатора.

Базирани на наблюдатели (Observer based)

При този тип подходи, най-общо ефектът от насищането се моделира като смущение внесено в основния контролер, а спомагателен регулатор базиран на синтез на наблюдател се използва за минимизиране на грешката между изходния сигнал на регулатора и входния сигнал към системата(обекта). Често задачите за синтез както на основния, така и на спомагателния регулатор се формулират като линейни матрични неравенства, то целия синтез на схемата за анти-насищане се свежда до оптимизационен проблем, като така се гарантира стабилността и производителността на цялата затворена система.

СРАВНЯВАНЕ НА АНТИ-НАСИЩАЩИ СТРАТЕГИИ ПРИ ПИД УПРАВЛЕНИЕ

Сравнението на различните стратегии за анти-насищане се извършва на базата на симулационни резултати в среда на Matlab/Simulink. Като обект за управление е избран линеен вибрационен транспортьор с електромагнитно задвижване описван с предавателната функция:

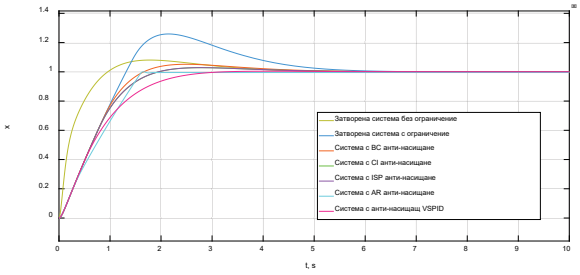
$$W_p(s) = \frac{1}{Ms^2+bs+c}, \quad (2)$$

където: M – обобщена маса на устройството, b – коеф. на демпфериране, c – коравина на пружините.

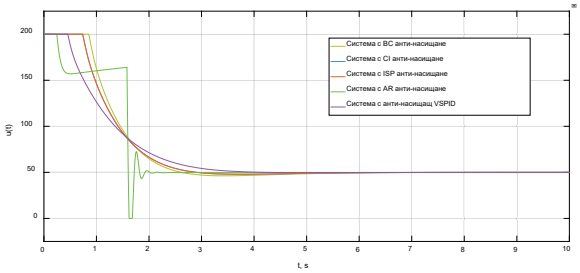
За вход на системата се приема прилаганата от електромагнита сила, а за изход преместването на горната маса на устройството. Обикновено използваните електомагнити са силно преоразмерени и на практика ограничения няма. В случая с цел изследване на техниките за интегрално анти-насищане се залага ограничение за максимално генерираната от електромагнита сила на придърпване в границите от 0 до 200N.

При сравнението от описаните в предходната точка анти-насищащи стратегии се включват: Обратно изчисление, условно интегриране, интегрално прогнозиране на състоянието, автоматично нулиране и ПИД регулатор с променлива структура. Реализираното управление е ПИД регулатор, настроен с помощта на софтуерен инструмент в среда на Matlab. Коефициентите на пропорционалната, интегралната и диференциалната част са въведени в използваните структури на регулатора съгласно всяка анти-насищаща схема.

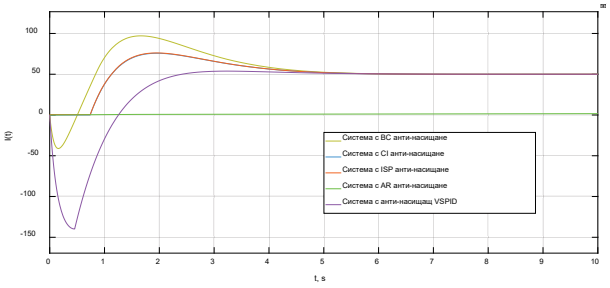
Сравнението се прави на база на качествата на преходните процеси на затворената система. На фиг. 6, 7 и 8 са показани преходните процеси, управляващ сигнал и сигнал от интегратора за затворените системи с различните реализирани схеми.



***Фиг. 6**. Преходни процеси на затворената система с анти-насищане*



***Фиг. 7**. Управляващ сигнал на затворената система с анти-насищане*



***Фиг. 8**. Състояние на интегралната съставяща на затворената система с анти-насищане*

От показаните графики ясно се вижда поведението на системата без ограничение и с ограничение на управляващия сигнал, както при различните реализираните анти-насищащи стратегии. Най-ясна представа за качествата на системата при различните анти-насищания дава таблица 1.

Таблица 1 Сравняване на анти-насищащи стратегии и техники

Вид анти-насищане	**$t_{пр}$,s**	**σ, %**	**Колебателност**
BC	5	5	-
CI	5	2,7	-
ISP	5	2,7	-
AR	2	0	Да
VSPID	3	0	-

Таблицата и фигурите показват теоретично описаните предимства и недостатъци на реализираните анти-насищащи техники. Критерии за избор на анти-насищатща стратегия остава видът на управляващото устройство, ниво на сложност и реализация и желаното качество на затворената система.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията са подробно са представени някои от най-често използваните анти-насищащи стратегии при реализиране на ПИД управление и неговите производни. Направено е графично и аналитично сравнение при реализиране на 5 от тях за ПИД управление на линеен вибротранспортьор. Изведените графики ясно показват предимствата и недостатъците на използваните схеми.

REFERENCE

[1] Galeani, Sergio, et al. "A tutorial on modern anti-windup design." 2009 European Control Conference (ECC). IEEE, 2009.

[2] Åström, Karl Johan, Tore Hägglund, and Karl J. Astrom. Advanced PID control. Vol. 461. Research Triangle Park, NC: ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.

[3] Eliasi, H. "Design an anti-windup controller for a PWR power-level control in the presence of control rod speed saturation." Annals of Nuclear Energy 132 (2019): 415-426.

[4] Cui, Mengjia, Zhen Zhang, and Peng Yan. "Tracking control of a large range 3D printed compliant nano-manipulator with enhanced anti-windup compensation." Mechanical Systems and Signal Processing 131 (2019): 33-48.

[5] Lu, Yingbo, Panfeng Huang, and Zhongjie Meng. "Adaptive anti-windup control of post-capture combination via tethered space robot." Advances in Space Research 64.4 (2019): 847-860.

[6] Zand, Javad Palizvan, et al. "A new time-domain robust anti-windup PID control scheme for vibration suppression of building structure." Engineering Structures 244 (2021): 112819.

[7] E.F. Mulder, M.V. Kothare, and M. Morari. Multivariable anti-windup controller synthesis using linear matrix inequalities. Automatica, 37:1407–1416, 2001.

[8] S. Galeani, M. Massimetti, A.R. Teel, and L. Zaccarian. Reduced order linear anti-windup augmentation for stable linear systems. International Journal of Systems Science, 37(2):115–127, 2006.

[9] J.M. Gomes da Silva Jr. and S. Tarbouriech. Anti-windup design with guaranteed region of stability: an LMI-based approach. IEEE Trans. Aut. Cont., 50(1):106–111, 2005.

[10] J.M. Gomes da Silva Jr. and S. Tarbouriech. Anti-windup design with guaranteed regions of stability for discrete-time linear systems. Systems and Control Letters, 55(3):184–192, 2006.

[11] G. Grimm, A.R. Teel, and L. Zaccarian. Robust linear anti-windup synthesis for recovery of unconstrained performance. Int. J. Robust and Nonlinear Control (A), 14(13-15):1133–1168, 2004.

[12] Bohn, C., and D. P. Atherton. "An analysis package comparing PID anti-windup strategies." IEEE Control Systems Magazine 15.2 (1995): 34-40.

[13] Ghoshal, Anirban, and Vinod John. "Anti-windup Schemes for Proportional Integral and Proportional Resonant Controller." (2010).

[14] Park, Jong-Gyu, Jae-Ho Chung, and Hwi-Beom Shin. "Anti-windup integral-proportional controller for variable-speed motor drives." Journal of Power Electronics 2.2 (2002): 130-138.

[15] Wu, Fen, and Bei Lu. "Anti-windup control design for exponentially unstable LTI systems with actuator saturation." Systems & Control Letters 52.3-4 (2004): 305-322.

[16] Shin, Hwi-Beom, and Jong-Gyu Park. "Anti-windup PID controller with integral state predictor for variable-speed motor drives." IEEE Transactions on Industrial Electronics 59.3 (2011): 1509-1516.

[17] Geng, Xinpeng, et al. "Anti-windup Disturbance Rejection Control Design for Sampled Systems with Output Delay and Asymmetric Actuator Saturation Constraint." IFAC-PapersOnLine 53.2 (2020): 1349-1354.

[18] Tran, Thanh Cong, and Jae Cheon Jung. "Development of anti-windup PI control and bumpless control transfer methodology for feedwater control system." Annals of Nuclear Energy 131 (2019): 233-241.

[19] Theis, Julian, et al. "Observer-based LPV control with anti-windup compensation: a flight control example." IFAC-PapersOnLine 53.2 (2020): 7325-7330.

[20] Eldigair, Yousif, et al. "Adaptive PI control with robust variable structure anti-windup strategy for systems with rate-limited actuators: Application to compression systems." Control Engineering Practice 96 (2020): 104282.

[21] da Silva, Lucian R., Rodolfo CC Flesch, and Julio E. Normey-Rico. "Analysis of anti-windup techniques in PID control of processes with measurement noise." IFAC-PapersOnLine 51.4 (2018): 948-953.

[22] Bui, Phuc Duc Hong, et al. "Dynamics modelling and motion control for high-speed underwater vehicles using H-infinity synthesis with anti-windup compensator Submitted to Journal of Ocean Engineering and Science." Journal of Ocean Engineering and Science (2021).

[23] Zand, Javad Palizvan, et al. "A new time-domain robust anti-windup PID control scheme for vibration suppression of building structure." Engineering Structures 244 (2021): 112819.

[24] Alfaro, Víctor M., and Ramon Vilanova. "Conversion formulae and performance capabilities of two-degree-of-freedom PID

control algorithms." Proceedings of 2012 IEEE 17th International Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA 2012). IEEE, 2012.
[25] Santos, Tito LM, Taniel S. Franklin, and Bismark C. Torrico. "Anti-windup strategy for processes with multiple delays: A predictor-based approach." Journal of the Franklin Institute 358.3 (2021): 1812-1838.
[26] Yan, Yifang, et al. "Sampled-data observer-based anti-windup control for singularly perturbed systems with actuator saturation." ISA transactions 91 (2019): 32-40.

ПРЕДСТАВЯНЕ И СРАВНЕНИЕ НА СОФТУЕРНИ ПЛАТФОРМИ ЗА МАШИННО ОБУЧЕНИЕ

Александър Любенов[1], Георги Михалев[2]
[1]Технически университет - Габрово
[2] Технически университет - Габрово

INTRODUCTION AND COMPARISON OF SOFTWARE PLATFORMS FOR MACHINE LEARNING

Aleksandar Lubenov [1], Georgi Mihalev[2]
[1] Technical university of Gabrovo
[2] Technical university of Gabrovo

Abstract
The paper reviews some of the most commonly used machine learning software platforms that have the ability to run on superclusters built by SBC. An overview of the application of machine learning in production for solving problems of different nature is made. The Keras, TensorFlow, PyTorch and Theano deep learning platforms are discussed in detail. An analytical comparison of the capabilities based on the advantages, disadvantages and functional capabilities for each of them, is made.

Keywords: machine learning, software platforms, Keras, TensorFlow, PyTorch, Theano;

ВЪВЕДЕНИЕ

Трансформацията на съвременните производства по пътя към Индустрия 4.0, става все по-разпространено. Чрез автоматизация и внедряване на т.н. машинното обучение се повишава капацитета на производството и ефективността, при същевременно поддържане на високи стандарти за качество.

Машинното обучение и индустриалната автоматизация в производството се считат за способи за преодоляване на много от най-належащите предизвикателства в производството[1,2], като например намаляване на маржовете на приноса и очаквания недостиг на квалифицирана работна ръка. С непрекъснатия напредък в алгоритмите, изчислителната мощност и наличността на данни, бързо се появяват и първите случаи на използване на машинно обучение в производството[3,4,5].

Тъй като индустриалната автоматизация играе все по-голяма роля в производството, дълбоките прозрения, които машинното обучение може да предложи, са от решаващо значение за оптимизацията му. Но преди производителите да могат да въведат платформа за машинно обучение, те първо трябва да разберат как тези решения работят в производствена среда и как да изберат най-подходящото за своите нужди.

Машинното обучение е процес в който компютрите се обучават като човек, чрез различните видове рамки за обучение. Това означава, че може им се дадат входните данни - т.е. огромни количества реални данни-за да развият свои собствени автономни „мисловни процеси“ с течение на времето. Машинното обучение обикновено се класифицира като контролирано, неконтролирано или полу-контролирано подкрепящо обучение[6]. Обикновено в производството се използват два модела:

- Регресионен модел - който анализира историческите набори от данни, за да предскаже неща, като например продължителността на даден машинен

компонент, въз основа на предишен опит. Това е известно като оставаща полезна продължителност на живота - или RUL на използвания компонент.

- Класификационен модел - този тип модел може да предвиди, като вероятност да се повреди машина или компонент в рамките на предварително определен период от време.

В статията се обръща внимание на използването на платформи за дълбоко обучение с цел създаване на приложения работещи върху суперклъстери изградени от единно бордови компютри.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Потенциалните ползи от Машинното обучение в рамките на различни сектори са огромни. Някои от най-убедителните причини за използване на машинно обучение и изкуствен интелект в производството са: предсказуемо качество, оптимизиране на производителността, намаление на разхода за материали, прогнозна поддръжка, удължен живот на машини и оборудване, чрез прогнозиране на оставащия полезен живот (RUL) и много други.

От друга гледна точка машинното обучение може да проникне в съвременните фабрики и да добави известна интелигентност към наличните машини чрез:

- Визия - чрез бързо и стабилно разпознаване и наблюдение на обекти при различни условия без сложни и специфични процедури за фина настройка.
- Поддръжка - след като се знае как нормално се държат машинните, можете да предскажете бъдещото им състояние и да се предупреди за възможни неизправности, преди да настъпят повреди.
- Оптимизация - чрез подобряване на съществуващите параметри за управление и максимизиране на резултата, ефективността или производителността на машината.
- Контрол - чрез откриване на цели нови стратегии за управление на процеси, които към момента не могат да се овладеят.

Дългосрочната цялостна цифрова интеграция и усъвършенстваната автоматизация на целия процес на проектиране и производство биха могли да отворят допълнителни възможности. Персонализирането например е рядко и скъпо, докато масовите стоки с голям обем са доминиращият модел в производството, тъй като понастоящем разходите за препроектиране на фабрична линия за нови продукти често са прекомерни.

Потребителите в по-голямата си част са готови да направят компромис, защото масово произвежданите стоки са много по-евтини. Ако технологията, която прави производството по-гъвкаво, е широко разпространена, което кара персонализирането да стане достатъчно евтино, това може да създаде реална промяна на много пазари. Това е само част от ползите, които дълбокото обучение, чрез различни софтуерни платформи и съответен хардуер, може да донесе на индустрията.

Дълбокото обучение (Deep learning) е подгрупа на изкуствения интелект (AI), област, която набира популярност през последните няколко десетилетия. Подобно на всяка нова концепция, някои въпроси и подробности трябва да бъдат изгладени, преди да се използват в реални приложения[7].

СОФТУЕРНИ ПЛАТФОРМИ ЗА ДЪЛБОКО ОБУЧЕНИЕ

Обикновено термините „дълбоко обучение“, „машинно обучение“ и „изкуствен интелект“ се използват взаимнозаменяемо и това води до потенциално объркване. Дълбокото обучение и машинното обучение са част от семейството на изкуствения интелект, въпреки че дълбокото обучение също е подмножество на машинното обучение.

Дълбокото обучение имитира невронните пътища на човешкия мозък при обработката на данни, използвайки ги за вземане на решения, откриване на обекти, разпознаване или превод на езици например. Обучението е без човешки надзор или намеса, извличайки информация от неструктурирани и немаркирани данни, чрез използване на йерархично ниво на изкуствени невронни мрежи, изградени като човешкия мозък. Докато традиционните програми за машинно обучение работят с анализ на данни линейно, йерархичната функция на дълбокото

обучение позволява на машините да обработват данни, използвайки нелинеен подход[8]. Разбирането на нюансите на тези концепции е от съществено значение за всяко обсъждане на някои от основните платформи за дълбоко обучение и AI приложения: Keras, TensorFlow, PyTorch и Theano.

Keras

Keras е ефективен интерфейс за програмиране на невронни мрежи на високо ниво (API), написан на Python. Това е библиотека с невронни мрежи с отворен код и е проектирана да осигурява бързи експерименти с дълбоки невронни мрежи и може да работи на върха на TensorFlow, Theano и Microsoft Cognitive Toolkit, познат по-рано като CNTK.

При Keras се фокусира върху това, че е модулен, лесен за употреба и разширяем. Не обработва изчисления на ниско ниво, а вместо това ги предава на друга библиотека, наречена Backend. Keras беше приет и интегриран в TensorFlow в средата на 2017 г. Потребителите имат достъп до него чрез модула tf.keras. Библиотеката Keras обаче все още може да работи отделно и независимо.

PyTorch

PyTorch е сравнително нова рамка за дълбоко обучение, базирана на Torch. Разработен е от изследователската група на Facebook за ИИ, с отворен код на GitHub през 2017 г., той се използва за обработка на приложения за естествени езици. PyTorch има репутация за простота, лекота на използване, гъвкавост, ефективно използване на паметта и динамични изчислителни графики. Всичко това което прави писането на сорскод по-лесно управляемо и увеличава скоростта на обработка.

TensorFlow

TensorFlow е цялостна рамка за дълбоко обучение с отворен код, разработена от Google и пусната през 2015 г. Известна е с поддръжка на документация и обучение, мащабируеми възможности за производство и внедряване, множество нива на абстракция и поддръжка за различни платформи, като Android.

TensorFlow е символична математическа библиотека, използвана за невронни мрежи и е най-подходяща за програмиране на потока от данни в редица задачи. Той предлага множество нива на абстракция за изграждане на модели за обучение.

При така обещаващото и бързо развиващо се навлизане в света на дълбокото обучение, TensorFlow предлага гъвкава, всеобхватна система от общностни ресурси, библиотеки и инструменти, които улесняват изграждането и внедряването на приложения за машинно обучение. Също така, както бе споменато по-горе, TensorFlow прие Keras, което прави сравняването на двете трудно на пръв поглед. Независимо от това, все пак ще сравним двете рамки с оглед на пълнотата, особено след като потребителите на Keras не е задължително да използват TensorFlow.

Theano

Theano беше една от най-популярните библиотеки за дълбоко обучение, проект с отворен код, който позволява на програмистите да дефинират, оценяват и оптимизират математически изрази, включително многомерни масиви и изрази с матрична стойност.

Theano е разработен от Университета в Монреал през 2007 г. и е ключова основополагаща библиотека, използвана за дълбоко обучение в Python. Theano е една от постарите платформи за дълбоко обучение и неговата популярност намалява, въпреки, че все още се ползва в академичните среди.

СРАВНЕНИЕ НА ПЛАТФОРМИ ЗА ДЪЛБОКО ОБУЧЕНИЕ

Сравнението на представените по-горе софтуерни платформи и библиотеки за дълбоко обучение е аналитично, базирано на значими литературни източници в областта на изкуствения интелект с приложен характер, като [9-28].

Разлики между PyTorch и TensorFlow

PyTorch се използва за много проекти за дълбоко обучение днес и популярността му се увеличава сред изследователите на АИ, въпреки че от трите основни рамки е най - малко популярен. Тенденциите обаче показват, че това може да се промени скоро. Когато изследователите искат гъвкавост, възможности за отстраняване на грешки и кратка продължителност на обучението, те

избират PyTorch. Той работи на Linux, macOS и Windows.

Благодарение на добрата му документация и изобилието от обучени модели и уроци, TensorFlow е любимият инструмент на много професионалисти и изследователи в индустрията. TensorFlow предлага по-добра визуализация, която позволява на разработчиците да отстраняват грешки по-добре и да проследяват процеса на обучение, докато PyTorch предоставя само ограничена визуализация.

TensorFlow побеждава PyTorch при внедряването на обучителни модели в производството, благодарение на рамката за обслужване(TensorFlow Serving framework). PyTorch не предлага такава рамка, така че разработчиците трябва да използват Django или Flask като бекенд сървър.

В областта на паралелизма на данните PyTorch печели оптимална производителност, като разчита на естествена поддръжка за асинхронно изпълнение чрез Python. С TensorFlow обаче трябва ръчно да кодирате и оптимизирате всяка операция, изпълнена на конкретно устройство, за да разрешите разпределеното обучение.

Разлики между PyTorch и Keras

И двата избора са добри, ако тепърва се започва да се работи с платформи за дълбоко обучение. Математиците и опитни изследователи ще намерят PyTorch повече по свой вкус. Keras е по-подходящ за разработчици, които искат plug-and-play рамка, която им позволява бързо да изграждат, обучават и оценяват своите модели. Keras също предлага повече възможности за внедряване и по-лесен експорт на модел. PyTorch е по-бърз от Keras и има по-добри възможности за отстраняване на грешки.

И двете платформи се радват на достатъчно добра популярност, предлагат много учебни ресурси. Keras има отличен достъп до код за многократна употреба и уроци, докато PyTorch има изключителна поддръжка на общността и активно развитие.

Keras се явява най-добрият при работа с малки набори от данни, бързо прототипиране и многобройна поддръжка. Това е най-популярната платформа благодарение на сравнителната си простота. Той работи на Linux, MacOS и Windows.

Разлики между TensorFlow и Keras

TensorFlow е платформа с отворен код от край до край, библиотека за множество задачи за машинно обучение, докато Keras е библиотека от невронни мрежи на високо ниво, която работи върху TensorFlow. И двата предоставят API на високо ниво, използвани за лесно изграждане и обучение на модели, но Keras е по-лесен за употреба, защото е вграден в Python.

Изследователите се обръщат към TensorFlow, когато работят с големи набори от данни и засичане на обекти нуждаейки се от отлична функционалност и висока производителност. TensorFlow работи на Linux, MacOS, Windows и Android. Рамката е разработена от Google Brain и в момента се използва за нуждите на Google за научни изследвания и производство.

Трябва да се има предвид, че сравняването на TensorFlow и Keras не е най-добрият начин да се подходи към въпроса, тъй като Keras функционира като обвивка към рамката на TensorFlow. По този начин може да се дефинира модел с интерфейс на Keras, който е по-лесен за използване, след което да отиде в TensorFlow, когато трябва да се използва функция, която Keras няма, или се търси специфична функционалност на TensorFlow. За да се постигне тази цел, може да се постави код на TensorFlow директно в тренировъчния модел на Keras.

Разлики между Theano и TensorFlow

Theano предлага бързи изчисления и е специализирана в обучението на алгоритми за дълбока невронна мрежа. Той е междуплатформен и може да работи както с централни процесори (CPU), така и с графични процесори (GPU).

TensorFlow работи и на CPU и GPU. Той се основава на изчисляване на графики, което позволява на разработчика да визуализира по-добре изграждането на невронната мрежа, използвайки TensorBoard, което улеснява отстраняването на грешки.

Изборът на това коя платформа да се избере за работа, често е субективен и зависи от приложението, нуждите, необходимостта от функции за АИ проекта. Таблица 1

представя обощение на сравнението на трите основни платформи, описано по-горе.

***Таблица 1**. Сравнение на характеристиките на Keras, PyTorch и TensorFlow*

	Keras	**PyTorch**	**TensorFlow**
API Level	Високо	Ниско	Високо и ниско
Архитектура	Проста, стегната, ясна	Комплексна, по-малко ясна	Не е лесна за използване
Работа с набор от данни	Малък набор от данни	Голям набор от данни, висока производителност	Голям набор от данни, висока производителност
Отстраняване на грешки	Проста мрежа, рядка необходимост от отстраняване на грешки	Добри възможности при отстраняване на грешки	Отстраняването на грешки е по-трудно
Наличие на обучени модели	Да	Да	Да
Популярност	Най-популярна	Трета по популярност	Втора по популярност
Скорост	Бавна, ниска производителност	Бърза, висока производителност	Бърза, висока производителност
Написана на	Python	Lua	C++, CUDA, Python

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията са представени някои от най-използваните платформи за разработване на приложения за дълбоко обучение. Дадени са някои от проблемите в индустрията и как AI разработките могат да помогнат за решаването им. Разгледани са софтуерните платформи Keras, TensorFlow, PyTorch и Theano. Описани някои от техните предимства и недостатъци. Направено е и аналитично сравнение, разглежданите платформи, като обобщението е дадено таблично.

REFERENCE

[1] Goodfellow, Ian, Yoshua Bengio, and Aaron Courville. Deep learning. MIT press, 2016.

[2] Bengio, Yoshua, Ian Goodfellow, and Aaron Courville. Deep learning. Vol. 1. Massachusetts, USA: MIT press, 2017.

[3] LeCun, Yann, Yoshua Bengio, and Geoffrey Hinton. "Deep learning." nature 521.7553 (2015): 436-444.

[4] Yan, Le Cun, B. Yoshua, and H. Geoffrey. "Deep learning." nature 521.7553 (2015): 436-444.

[5] Deng, Li, and Dong Yu. "Deep learning: methods and applications." Foundations and trends in signal processing 7.3–4 (2014): 197-387.

[6] Kussul, Nataliia, et al. "Deep learning classification of land cover and crop types using remote sensing data." IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters 14.5 (2017): 778-782.

[7] Wang, Jinjiang, et al. "Deep learning for smart manufacturing: Methods and applications." Journal of manufacturing systems 48 (2018): 144-156.

[8] Fawaz, Hassan Ismail, et al. "Deep learning for time series classification: a review." Data mining and knowledge discovery 33.4 (2019): 917-963.

[9] Reiser, Patrick, Andre Eberhard, and Pascal Friederich. "Graph neural networks in TensorFlow-Keras with RaggedTensor representation (kgcnn)." Software Impacts (2021): 100095.

[10] Kapur, Aayush. "Concepts, Methods and Applications of Neural Style Transfer: A review Article." (2019).

[11] Mathew, Amitha, P. Amudha, and S. Sivakumari. "Deep Learning Techniques: An Overview." International Conference on Advanced Machine Learning Technologies and Applications. Springer, Singapore, 2020.

[12] Benk, Michaela, and Andrea Ferrario. "Explaining Interpretable Machine Learning: Theory, Methods and Applications." Methods and Applications (December 11, 2020) (2020).

[13] Kastrati, Muhamet, and Marenglen Biba. "A State-Of-The-Art Survey on Deep Learning Methods and Applications." International Journal of Computer Science and Information Security (IJCSIS) 19.7 (2021).

[14] da Silveira Bohrer, Jonas, Bruno Iochins Grisci, and Marcio Dorn. "Neuroevolution of Neural Network Architectures Using CoDeepNEAT and Keras." arXiv preprint arXiv:2002.04634 (2020).

[15] Parisi, Luca, et al. "hyper-sinh: An accurate and reliable function from shallow to deep learning in TensorFlow and Keras." Machine Learning with Applications 6 (2021): 100112.

[16] Jo, Jun-Mo. "Performance Comparison Analysis of AI Supervised Learning Methods of Tensorflow and Scikit-Learn in the Writing Digit Data." The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences 14.4 (2019): 701-706.

[17] Kapur, Aayush. "Concepts, Methods and Applications of Neural Style Transfer: A review Article." (2019).

[18] Glauner, Patrick. "Deep learning on big data sets in the cloud with Apache Spark and Google TensorFlow." (2016).

[19] Paszke, Adam, et al. "Pytorch: An imperative style, high-performance deep learning library." Advances

in neural information processing systems 32 (2019): 8026-8037.
[20] Howard, Jeremy, and Sylvain Gugger. Deep Learning for Coders with fastai and PyTorch. O'Reilly Media, 2020.
[21] Jatavallabhula, Krishna Murthy, et al. "Kaolin: A pytorch library for accelerating 3d deep learning research." arXiv preprint arXiv:1911.05063 (2019).
[22] Gao, Xiang, et al. "TorchANI: A free and open source PyTorch-based deep learning implementation of the ANI neural network potentials." Journal of chemical information and modeling 60.7 (2020): 3408-3415.
[23] Bergstra, James, et al. "Theano: Deep learning on gpus with python." NIPS 2011, BigLearning Workshop, Granada, Spain. Vol. 3. Microtome Publishing., 2011.
[24] Bahrampour, Soheil, et al. "Comparative study of caffe, neon, theano, and torch for deep learning." (2016).
[25] Bahrampour, Soheil, et al. "Comparative study of deep learning software frameworks." arXiv preprint arXiv:1511.06435 (2015).
[26] Kovalev, Vassili, Alexander Kalinovsky, and Sergey Kovalev. "Deep learning with theano, torch, caffe, tensorflow, and deeplearning4j: Which one is the best in speed and accuracy?." (2016).
[27] Bastien, Frédéric, et al. "Theano: new features and speed improvements." arXiv preprint arXiv:1211.5590 (2012).
[28] Bergstra, James, et al. "Deep learning on GPUs with Theano." The Learning Workshop. 2010.

СЕНЗОРНИ ЕЛЕМЕНТИ ЗА ВЛАЖНОСТ НА ОСНОВАТА НА Ti-Si-O ПОВЪРХНОСТНИ СЛОЕВЕ, ЛЕГИРАНИ С Ce, Zn И V

Недю Недев[1], Звездица Ненова[1], Стефан Кожухаров[2], Тошко Ненов[1]
[1]Технически университет – Габрово
[2]Химикотехнологичен и металургичен университет - София

HUMIDITY SENSOR ELEMENTS BASED ON Ce, Zn AND V-DOPED Ti-Si-O SURFACE LAYERS

Nedyu Nedev[1], Zvezditza Nenova[1], Stephan Kozhukharov[2], Toshko Nenov[1]
[1] Technical University of Gabrovo
[2] University of Chemical Technology and Metallurgy - Sofia

Abstract

This paper presents humidity sensor elements based on Ce, Zn and V-doped Ti-Si-O surface layers prepared via a sol-gel method. The samples were sintered at temperatures of 400°C and 800°C. The electrical characteristics of the tested sensors for the range from 19% to 90% RH at frequencies from 20 Hz to 5 MHz and at 25°C were studied. At a frequency of 20 Hz, the change in the resistance R of the samples sintered at 400°C reaches about 3.5 orders of magnitude, and for the samples sintered at 800°C - about 3 orders of magnitude. A Nernst bridge based circuit was used as a measuring circuit for connecting the sensor elements. The circuit characteristics and their regression models for the samples sintered at both temperatures were obtained.

Keywords: humidity sensor elements; sol-gel method; Ti-Si-O surface layers; Ce, Zn, V dopants.

ВЪВЕДЕНИЕ

Влажността е параметър на околната среда, който се налага често да бъде следен и контролиран. Промяната й оказва влияние при протичането на редица технологични процеси, при съхранението на продукти, от важно значение е в селското стопанство и др. Неизменна част от уредите и системите за измерване на влажност са сензорите, които непрекъснато се усъвършенстват и подобряват. Широко приложение намират тънкослойните сензори за влажност на основата на различни оксиди и използването на зол-гел метод за изготвянето им [1-2]. Към най-използваните оксиди са тези на Ti, Si, Zn и др. [3-8]. За подобряване на характеристиките на сензорите, към основните оксиди се добавят различни легиращи примеси [9-18].

В настоящата работа са представени сензорни елементи за влажност на основата на Ti-Si-O повърхностни слоеве, легирани с Ce, Zn и V и изготвени по зол-гел метод. Образците са синтровани при температури съответно 400°C и 800°C. Изследвани са импедансните им характеристики в честотния диапазон от 20 Hz до 5 MHz. За включването им в измервателна верига е използвана схема на основата на мост на Нернст, като за характеристиките на схемата са получени регресионни модели.

ИЗГОТВЯНЕ НА СЕНЗОРНИТЕ ЕЛЕМЕНТИ

За изготвяне на основната Ti-Si-O система са използвани Titanium n-butoxide (TBOT) в качеството на източник на TiO_2 и Trymethylsiloxy-terminated polydimethylsiloxane (PDTS) като източник на SiO_2. Като източници на легиращите елементи Ce, Zn и V са използвани съответно безводен Ammonium cerium (IV) nitrate, разтворен в изо-бутанол, Zinc nitrate hexahydrate и Vanadium (III) 2,4- pentanedionate.

Нанасянето на повърхностния слой върху подложки от Al_2O_3 с предварително нанесени сребърно-паладиеви електроди се извършва с използването на dip-coating ме-

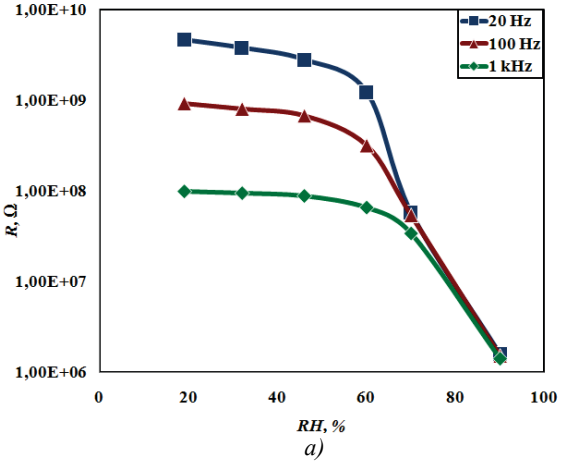
тод. Подложките са трикратно потапяни в получената зол-гел система с междинно сушене между потапянията. Последната стъпка при изготвянето е синтероване при температури 400ºC и 800ºC, съответно. В зависимост от температурата на синтероване образците са означени с TSCZV_400 и TSCZV_800.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

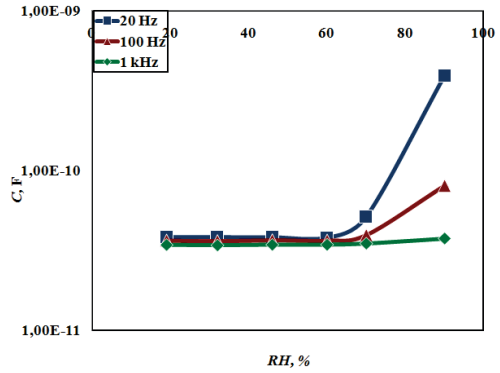
Изследването на електрическите параметри – активно съпротивление *R*, капацитет *C*, импеданс *Z* и фазов ъгъл θ е извършено с Precision Impedance Analyzer 6505P на Wayne Kerr Electronics Ltd. в честотния диапазон от 20 Hz до 5 MHz при синусоидален сигнал с амплитуда 500 mV. Образците са поставяни в 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% относителна влажност.

Характеристиките *R=f(RH)*, *C=f(RH)*, *Z=f(RH)* и *θ=f(RH)* на електрическите параметри от относителната влажност *RH* на образците TSCZV_400 и TSCZV_800 при температура 25ºC в диапазона 20 Hz – 1 kHz са представени на фиг. 1 и фиг. 2.

Увеличаването на честотата води до намаляване на активното съпротивление *R* и на импеданса *Z* на сензорните елементи, което подобрява възможностите за включването им в измервателни вериги. От друга страна това води до намаляване на тяхната чувствителност. С нарастването на честотата намалява и чувствителността спрямо капацитета *C* и фазовия ъгъл θ.

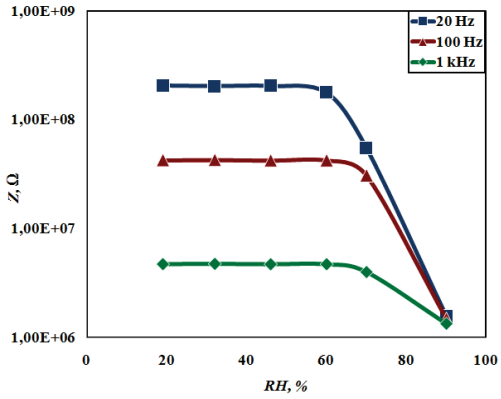


а)

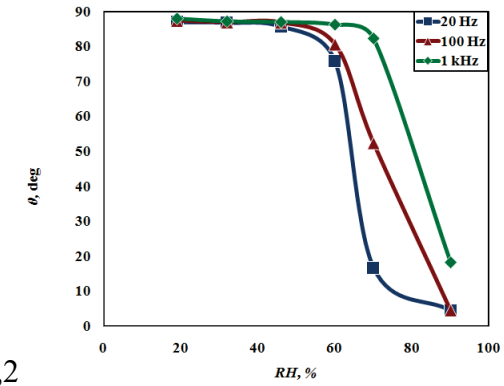


б)

7,2



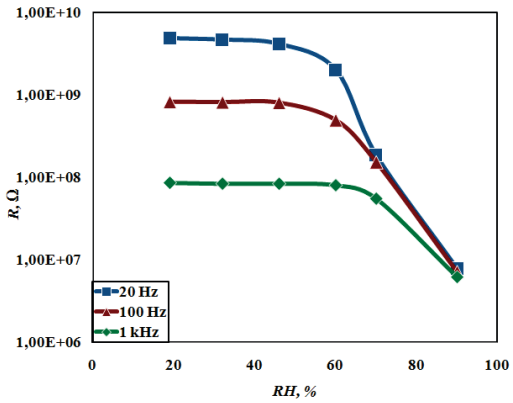
в)



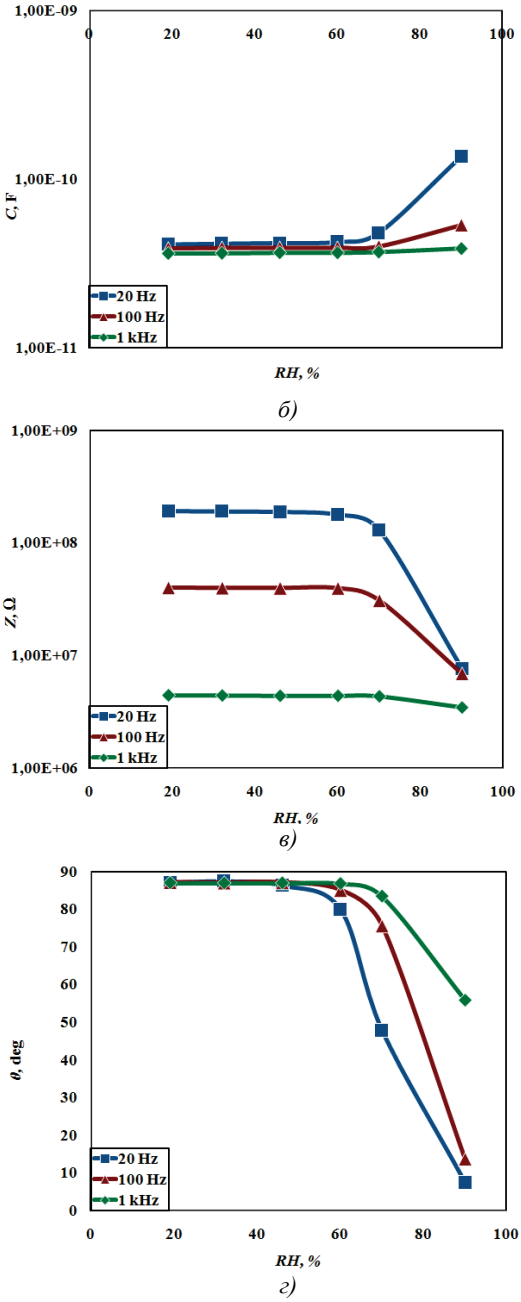
7,2

г)

Фиг.1. *Характеристики а) R=f(RH), б) C=f(RH), в) Z=f(RH) и г) θ=f(RH) на образец TSCZV_400 в диапазона 20 Hz – 1 kHz при температура 25ºC*



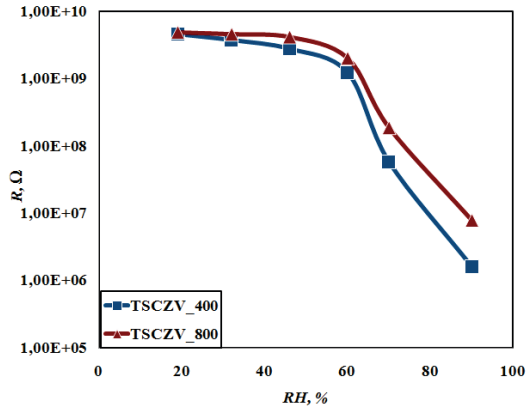
а)



Фиг.2. *Характеристики а) R=f(RH), б) C=f(RH), в) Z=f(RH) и г) θ=f(RH) на образец TSCZV_800 в диапазона 20 Hz – 1 kHz при температура 25ºC*

При честоти над 1 kHz изменението на изследваните параметри на сензорите е незначително. Поради това за използването на сензорите за практически приложения и осигуряването на нужната чувствителност е необходимо честотата на възбудителния сигнал да се подбира под 1 kHz.

Най-голяма е промяната на активното съпротивление *R* на елементите при изменение на относителната влажност *RH*, поради което *R* може да се разглежда като информативен параметър. На фиг.3 са представени зависимостите *R = f(RH)* за двата сензора при честота 20 Hz и температура 25ºC.

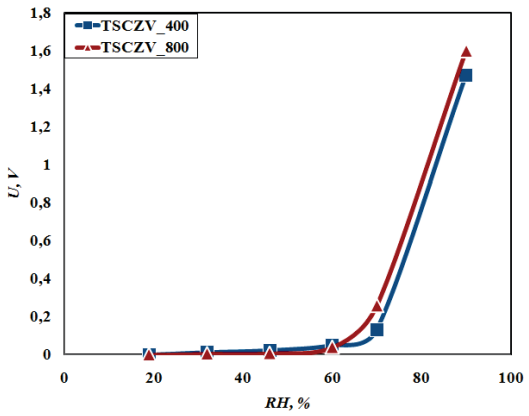


Фиг.3. *Характеристики R=f(RH) на образци TSCZV_400 и TSCZV_800 при честота 20 Hz и температура 25ºC*

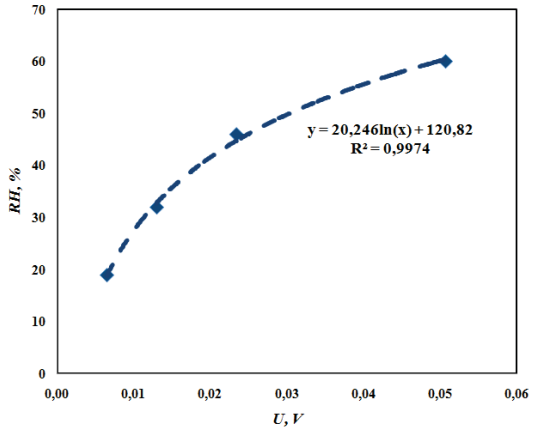
Изменението на активното съпротивление *R* на образец TSCZV_400 достига до около 3.5 порядъка, а на образец TSCZV_800 – до около 3 порядъка в диапазона 19% - 90% *RH*. Образецът, синтерован при 400°C, е по нискоомен в сравнение с този, синтерован при 800°C. Сензорният елемент TSCZV_400 е най-чувствителен при относителна влажност над 46%, като чувствителността му в диапазона 46% - 90% *RH* достига до 63 MΩ/% *RH*. За сензорния елемент TSCZV_800 чувствителността е най-висока в диапазона от 60% до 90% относителна влажност, като достига до 30 MΩ/% *RH*.

Голямо е изменението и на фазовия ъгъл *θ* при относителна влажност над 46%, като за образец TSCZV_400 то е от 88° до 5°, а за образец TSCZV_800 – от 88° до 8° при честота 20 Hz и температура 25ºC.

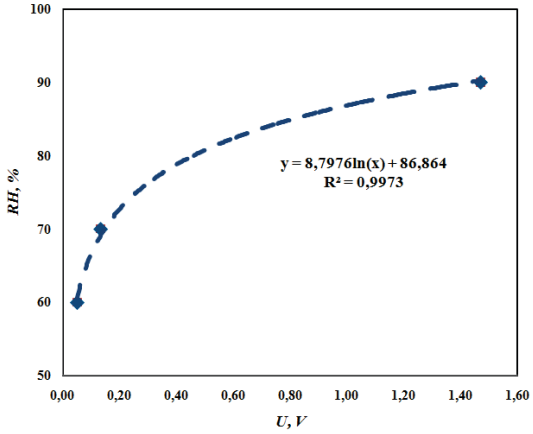
За включването на сензорите в измервателна верига е използвана схема на основата на мост на Нернст [19], работещ в неуравновесен режим и честота на захранващото напрежение 20 Hz. Характеристиките *U=f(RH)* между изходното напрежение *U* на схемата и относителната влажност *RH* при работата ѝ с двата сензора, получени чрез симулация с програмния пакет Multisim, са представени на фиг. 4. Най-висока е чувствителността на схемата при относителна влажност над 60% *RH*.



Фиг.4. *Характеристика U=f(RH) при работа на измервателната схема със сензорни елементи TSCZV_400 и TSCZV_800*



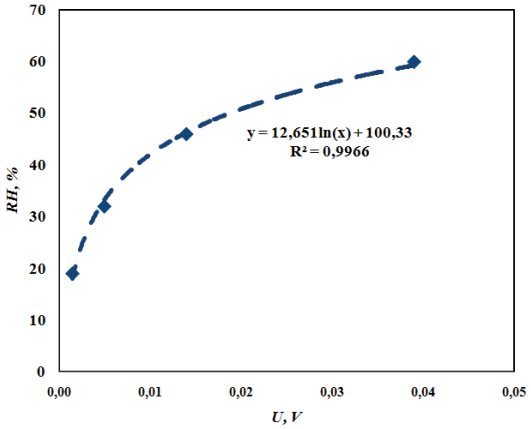
а)



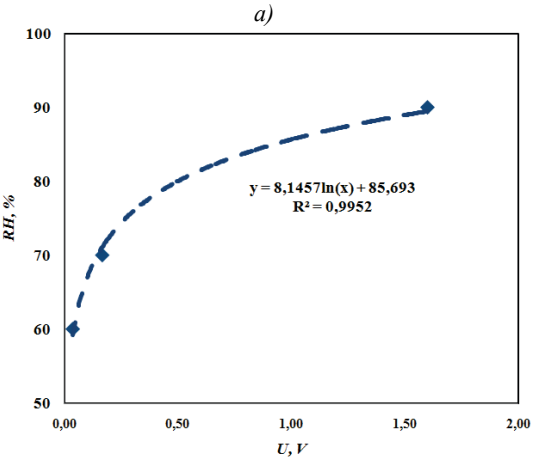
б)

Фиг.5. *Характеристики RH=f(U) на схемата на включване на сензорен елемент TSCZV_400 за диапазони: а) U ≤ 0.049V (RH ≤ 60%) и б) U > 0.049V (RH > 60%)*

Обратните характеристики *RH=f(U)* на схемата на включване на двата чувствителни елемента са апроксимирани по метода на най-малките квадрати за два измервателни диапазона и са представени съответно на фиг. 5 и фиг.6.



а)



б)

Фиг.6. *Характеристики RH=f(U) на схемата на включване на сензорен елемент TSCZV_800 за диапазони: а) U ≤ 0.041V (RH ≤ 60%) и б) U > 0.041V (RH > 60%)*

Получените математически регресионни модели *RH*=f(U)* са както следва:

- за TSCZV_400
  - диапазон: $U \leq 0.049$ V ($RH \leq 60\%$)

$$RH^* = 20.246 \ln(U) + 120.82 \quad (1)$$
$$R^2 = 0.9974;$$

  - диапазон: $U > 0.049$ V ($RH > 60\%$)

$$RH^* = 8.7976 \ln(U) + 86.864 \quad (2)$$
$$R^2 = 0.9973;$$

- за TSCZV_800
  - диапазон: $U \leq 0.041$ V ($RH \leq 60\%$)

$$RH^* = 12.651 \ln(U) + 100.33 \quad (3)$$
$$R^2 = 0.9966;$$

  - диапазон: $U > 0.041$V ($RH > 60\%$)

$$RH^* = 8.1457 \ln(U) + 85.693 \quad (4)$$
$$R^2 = 0.9952,$$

където R^2 е коефициентът на детерминираност.

Високият коефициент на детерминираност R^2 показва доброто описание посредством регресионните зависимости $RH^*=f(U)$ на характеристиките на схемата при работата и на двата сензора.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изследвани са сензорни елементи на влажност на основата на Ti-Si-O повърхностни слоеве, легирани с Ce, Zn и V, изготвени по зол-гел метод и синтровани съответно при температури 400°C и 800°C. Изследвано е изменението на електрическите им параметри при промяна на относителната влажност. Като най-информативен параметър се явява активното съпротивление R. Изменението на R в диапазона 19% - 90% RH при честота 20 Hz и температура 25ºC за образец TSCZV_400 достига до около 3.5 порядъка, а за образец TSCZV_800 – до около 3 порядъка. Изследването на влиянието на честотата върху характеристиките на сензорите показва намаляване на активното съпротивление и чувствителността им, като се препоръчва работна честота до 1 kHz. Сензорите са включени в измервателна верига на основата на мостова схема. По метода на най-малките квадрати са получени математически регресионни модели $RH^*=f(U)$ с висок коефициент на детерминираност.

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] Zhao X. Chen, X. Yu, P. Du, N. Li, and X. Chen. Humidity-sensitive properties of TiO_2 nanorods grown between electrodes on Au interdigital electrode substrate. IEEE Sens J. 2017; 17(19):6148-6152.

[4] Wang J. Li, Y. Li, L. Liu, W. Guan. Emulsion-templated fully three-dimensional interconnected porous titania ceramics with excellent humidity sensing properties. Sens. Actuators B Chem. 2016; 237:894–898.

[5] F. S. Tsai and S. J. Wang. Enhanced sensing performance of relative humidity sensors using laterally grown ZnO nanosheets. Sens. Actuators B Chem. 2014; 193: 280–287.

[6] Tu J., N. Li, W. Geng, R. Wang, X. Lai, Y. Cao, T. Zhang, X. Li, S. Qiu. Study on a type of mesoporous silica humidity sensing material, Sens. Actuators B Chem. 2012; 166–167: 658–664.

[7] Yuan Q., N. Li, J. Tu, X. Li, R. Wang, T. Zhang, C. Shao. Preparation and Humidity Sensitive Property of Mesoporous ZnO-SiO_2 Composite. Sens. Actuators B Chem. 2010; 149:413–419.

[8] Shaukat R.A., M. U. Khan, Q. M. Saqib, M.Y. Chougale, J. Kim, J. Bae. All range highly linear and sensitive humidity sensor based on 2D material $TiSi_2$ for real-time monitoring. Sensors and Actuators B: Chemical, 2021, Vol. 345, 13037.

[9] Nenova Z., S. Kozhukharov, T. Nenov, N. Nedev, M. Machkova. Combined influence of titania and silica precursors on the properties of thin film humidity sensing elements prepared via a sol-gel method. Sens. Actuators B Chem. 2016; 224:143-150.

[10] Nenov T., S. Kozhukharov, Z. Nenova, M. Machkova. Impact of dopants on the characteristics of thin-film humidity sensor elements. In: Proc. Sensor 2011 – 15th International Conference on Sensors and Measurement Technology, 2011, p. 738-743.

[11] Nazarkovsky, M.A., E.V. Goncharuk, E.M. Pakhlov, E. Skwarek, J. Skubiszewska-Zięba, R. Leboda, W. Janusz, V.M. Gun'ko. Effect of doping with copper (II) and nickel (II) oxides on morphological properties of silica/titania nanocomposites. Chem. Phys. Technol. Surf. 2012; 3(4): 386-394.

[12] Nenov, T., Z. Nenova. Multi-objective optimization of the parameters of TiO_2-based ceramic humidity sensors. Ceram Int. 2013; 39(5): 4465-4473.

[13] Kozhukharov S., Z. Nenova, T. Nenov, N. Nedev, M. Machkova. Humidity sensing elements based on cerium doped titania-silica thin films prepared via a sol-gel method. Sens. Actuators B Chem. 2015; 210: 676–684.

[14] Misra S. K., N. K. Pandey, V. Shakya, and A. Roy. Application of undoped and Al_2O_3-Doped ZnO nanomaterials as solid-state humidity

sensor and its characterization studies. IEEE Sens J. 2015; 15 (6): 3582-3589.
[15] Nenova Z., T. Nenov, S. Kozhukharov, N. Nedev. Humidity sensing elements based on Si-Bi-O surface layers prepared via a sol-gel method. IEEE Sens.J. 2018; 18 (17): 6946-6953.
[16] Zhao X., X. Chen, X. Yu, X. Ding, X. L. Yu, X. P. Chen. Fast response humidity sensor based on graphene oxide films supported by TiO_2 nanorods. Diamond and Related Materials, 2020, Vol. 109, 108031.
[17] Danielle F., M. Fernandez, M. Bissannagari, J. Kim. Fully inkjet-printed $BaTiO_3$ capacitive humidity sensor: Microstructural engineering of the humidity sensing layer using bimodal ink. Ceramics International, 2021, Vol. 47, Iss. 17, pp. 24693-24698.
[18] Yu S., H. Zhang, J. Zhang. Synthesis of high response gold/titanium dioxide humidity sensor and its application in human respiration. Ceramics International, 2021, Vol. 47, Iss. 21, pp. 30880-30887.
[19] Nenova Z., T. Nenov, N. Zankov. Izmervatelni preobrazuvateli na vlazhnost. Mezhdunarodna nauchna konferentsia "UNITECH '01", 22-23 Noemvri 2001, Gabrovo. Sbornik dokladi, Gabrovo, 2001, Tom I, s.230-235.

МАЩАБИРАНА АНТИ-СИНХРОНИЗАЦИЯ МЕЖДУ ДВЕ ХАОТИЧНИ СИСТЕМИ ОТ ТРЕТИ РЕД С ДВОЙНИ АТРАКТОРИ

Драгомир Чантов[1], Христина Стойчева[1]
[1]Технически университет - Габрово

SCALED ANTI-SYNCHRONIZATION BETWEEN TWO THIRD-ORDER CHAOTIC SYSTEMS WITH DOUBLE ATTRACTORS

Dragomir Chantov[1], Hristina Stoycheva[1]
[1] Technical University of Gabrovo

Abstract

The subject of this paper is the design of chaotic synchronization scheme, which combines two different types of complex synchronizational behavior between two chaotic systems, namely anti-synchronization and scaled synchronization. By the former type, if successful synchronization between the systems is achieved, they run on mirror-type attractors in the state space, while by the latter type of synchronization the attractor of one of the systems is a scaled copy of that of the other system. Combining the two principles of synchornization gives more complex synchronizational behaviour of the systems, which is an advantage, if this scheme is used for secure data transmission or data encrypting. The chaotic model, chosen for the basis of the synchronization scheme, is a novel two-attractor system, proposed in 2021.

Keywords: chaotic systems; chaotic synchronization; scaled synchronization; anti-synchronization.

ВЪВЕДЕНИЕ

Нелинейните системи са твърде разнообразни по своята природа и динамично поведение. Методите за анализ и синтез при различните класове нелинейни системи могат да се различават значително. През последните десетилетия се наблюдава силен научен интерес към един специфичен клас нелинейни системи – тези с хаотично поведение. Това са системи, обикновено описвани с прости нелинейни детерминирани уравнения от нисък ред, които се характеризират със силна чувствителност към началните условия и притежават странен атрактор в пространството на състоянието. Както задачите за анализ, така и тези за синтез на различни видове управление към такива системи, силно се отличават като методология спрямо сходните задачи при системите с нехаотичен характер.

Големият научен интерес към хаотичните системи е продиктуван от няколко фактора. На първо място това е факта, че хаотични системи се срещат в почти всички технически и нетехнически научни области, като електроника, химия, екология и много други [1]. При някои системи хаосът е вреден и трябва да се синтезира управление, което да го елиминира, а при други – полезен и съответно синтезираното към такава система управление трябва да поддържа хаоса в системата или дори изкуствено да хаотифицира една първоначално нехаотична система. Друго основно направление в теорията на хаоса са задачите за синтез на синхронизационни схеми между две или повече хаотични системи [2]. Тук целта е да се синтезира управление, с помощта на което динамиката на едната хаотична система да бъде синхронизирана по даден закон с динамиката на другата. На основата на такива синхронизационни схеми се създават системи за защитени комуникации, както и системи за криптиране на данни, при които най-общо полезният сигнал се кодира с хаотична компонента [3].

При реализирането на системи за защита на данни с хаос важи правилото, че ако хаотичната синхронизационна схема, която се ползва за основа на системата, е с по-сложен тип синхронизирано движение между съставящите я хаотични системи, може да се постигне по-висока степен на защита на данните. Основният и най-популярен тип хаотична синхронизация е идентичната, при която при успешно реализирана синхронизация системите извършват идентични хаотични движения. Известни, но по-слабо изследвани, са и други типове хаотична синхронизация, като изместена, осцилираща, хибридна, мащабирана и анти-синхронизация. При мащабираната синхронизация атракторът на едната система е мащабно копие на атрактора на другата. При анти-синхронизацията атракторът на едната система е "огледално" копие спрямо координатните оси на пространството на състоянието на атрактора на другата система.

В настоящия доклад е синтезирана хаотична синхронизационна схема, която комбинира мащабирана синхронизация и анти-синхронизация. Синтезът на управляващите функции, с помощта на които се реализира това сложно синхронизирано движение, се извършва с помощта на втория метод за устойчивост на Ляпунов. Като основа е избран нов модел на хаотична система, представен за пръв път през 2021 г. и характеризиращ се с два различни атрактора, в зависимост от началните условия.

ИЗЛОЖЕНИЕ

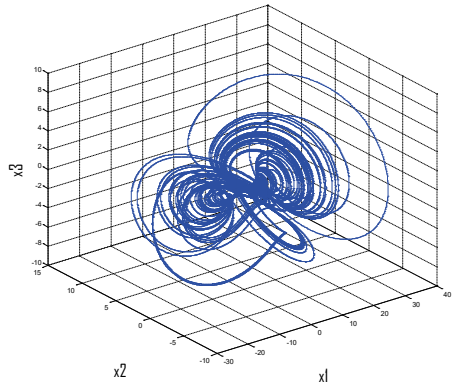
В [4] е представен следният хаотичен модел, който е използван за управлението на роботизирана електромеханична система:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -a_1 x_1 + a_2 x_1 x_3 + a_3 x_2 x_3, \\ \dot{x}_2 &= a_4 x_2 - a_5 x_1 x_3, \\ \dot{x}_3 &= -a_6 x_3 + a_7 x_1 x_2 + a_8 x_3^2, \end{aligned} \qquad (1)$$

където при стойности на параметрите на система са: $a_1 = 1$, $a_2 = 1$, $a_3 = 2.3$, $a_4 = 2$, $a_5 = 1$, $a_6 = 6$, $a_7 = 1$, $a_8 = -0.25$.

За целите на настоящия доклад не е необходимо да се разглежда физическата природа на системата, а тя да се приема само като математическа конструкция, генерираща хаос.

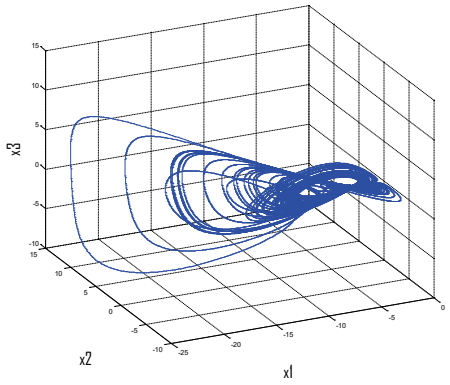
В [4] е установено, че системата (1) има 6 неустойчиви равновесни точки. Наличието на неустойчиви равновесни точки е необходимо, но не и достатъчно условие за наличието на хаос в системата. Интересна особеност на системата (1) е, че тя притежава различни хаотични атрактори в зависимост от стойността на параметъра a_8 и началните условия. Системата е симулирана в среда на Matlab, като на фиг. 1 е показан атракторът на системата в пространството на състоянието (x_1, x_2, x_3) за $a_8 = -0.25$ и начални условия $\mathbf{x}(0) = [-1 \quad 1 \quad 0]^T$, където $\mathbf{x}(0) = [x_1(0) \quad x_2(0) \quad x_3(0)]^T$. Атракторът има типичния вид на хаотичен атрактор и се състои от теоретично безкраен брой неустойчиви периодични орбити, ограничени в ясно изразена геометрична структура.



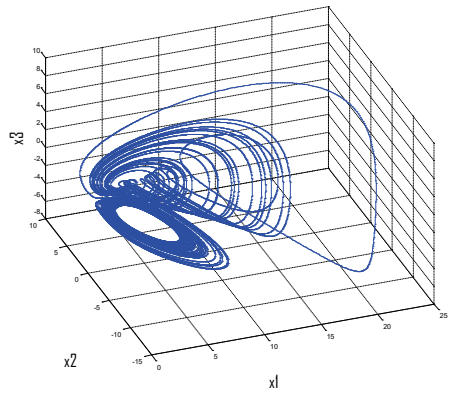
***Фиг. 1**. Хаотичен атрактор за $a_8 = -0.25$ и начални условия $\mathbf{x}(0) = [-1 \quad 1 \quad 0]^T$*

При промяна на параметъра a_8 се наблюдава промяна на хаотичния атрактор, като особено ясно това е изразено за $a_8 = 1.2$. Нещо повече, при тази стойност на a_8 в зависимост от знака на началното условие $x_1(0)$, атракторът е различен. Така, ако $x_1(0) < 0$, $x_1(t) < 0$ за $t \to \infty$, а ако $x_1(0) > 0$, то $x_1(t) > 0$ за $t \to \infty$. На фиг. 2 е показан атракторът на системата (1) за $a_8 = 1.2$ и начални условия $\mathbf{x}(0) = [-1 \quad -1 \quad 0]^T$, а на фиг. 3 - атракторът

на системата (1) за $a_8 = 1.2$ и начални условия $\mathbf{x}(0) = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}^T$. Очевидно е, че атракторите от фиг. 2 и 3 са различни от базовия атрактор на системата, показан на фиг. 1, както и че промяната само на знака на началното условие $x_1(0)$ при $a_8 = 1.2$ води до получаването на два съвсем различни помежду си хаотични атрактора, които се намират в две ясно обособени и непресичащи се подобласти на пространството на състоянието (x_1, x_2, x_3), съответно $x_1(t) < 0$ за атрактора от фиг. 2 и $x_1(t) > 0$ за този от фиг. 3.



Фиг. 2. *Хаотичен атрактор за* $a_8 = 1.2$ *и начални условия* $\mathbf{x}(0) = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}^T$



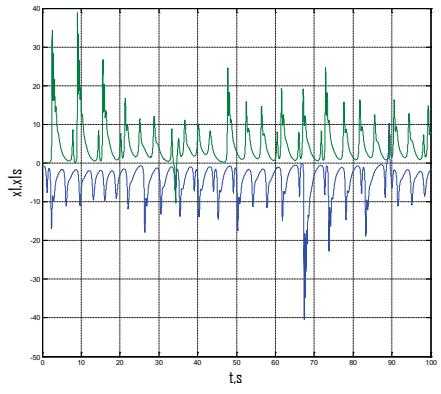
Фиг. 3. *Хаотичен атрактор за* $a_8 = 1.2$ *и начални условия* $\mathbf{x}(0) = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}^T$

При задачите за хаотична синхронизация изходната база са две еднотипни хаотични системи, свързани помежду си. Така, в най-общ вид една синхронизационна схема на основата на представения модел от трети ред ще се състои от две инстанции на системата (1). Нека първата инстанция се описва с уравненията (1), а в най-общ вид втората инстанция ще бъде:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_1 &= -a_1\tilde{x}_1 + a_2\tilde{x}_1\tilde{x}_3 + a_3\tilde{x}_2\tilde{x}_3 + g_1(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}}), \\ \dot{\tilde{x}}_2 &= a_4\tilde{x}_2 - a_5\tilde{x}_1\tilde{x}_3 + g_2(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}}), \\ \dot{\tilde{x}}_3 &= -a_6\tilde{x}_3 + a_7\tilde{x}_1\tilde{x}_2 + a_8\tilde{x}_3^2 + g_3(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}}), \end{aligned} \qquad (2)$$

където $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$, $i = 1 \div 3$ са управляващи функции, синтезирани от векторите на състоянието на двете системи: $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T$ и $\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 \end{bmatrix}^T$.

При така дефинираните хаотични системи (1) и (2), първата се нарича *управляваща* (Master), а втората – *подчинена* (Slave), т.е. връзката между двете хаотични системи е *еднопосочна* – от (1) към (2). При задачи за хаотична синхронизация наборът параметри a_i на двете системи трябва да е идентичен, а началните им условия – различни, т.е. $\mathbf{x}(0) \neq \tilde{\mathbf{x}}(0)$. Тогава, ако липсват управляващи функции към подчинената система ($g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}}) = 0$, $i = 1 \div 3$) двете системи ще извършват независими хаотични движения без функционална зависимост между тях. Например на фиг. 4 е показана съвместната динамика на променливите $x_1(t)$ и $\tilde{x}_1(t)$ за този случай, като началните условия са $x_1(0) = -1$ и $\tilde{x}_1(0) = 0.15$ и са избрани произволно. Аналогична е динамиката и на другите две двойки променливи. Хаотичните системи (1) и (2) са напълно идентични, но при липса на връзка между тях и разлика в началните условия извършват напълно различни хаотични движения.



Фиг. 4. *Динамика на променливите* $x_1(t)$ *и* $\tilde{x}_1(t)$ *при липса на синхронизация*

Целта при хаотичната синхронизация е така да се синтезират управляващите функции $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$ към системата (2), че за

функциите от разсъгласуването e_i между двойките променливи на управляващата и подчинената системи да се изпълнява условието:

$$\lim_{t\to\infty} e_i(t) = 0,\ i = 1 \div 3\,. \tag{3}$$

Самите функции на разсъгласуване се избират според вида на желания тип синхронизация. Обикновено те са:

$$e_i = x_i - \tilde{x}_i,\ i = 1 \div 3\,. \tag{4}$$

Тогава, при синтез на управляващи функции $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$ с цел изпълнение на условието (3), между хаотичните системи (1) и (2) се получава *идентична синхронизация*, която е и най-популярния тип синхронизирано движение. При нея съответните двойки променливи на двете хаотични системи ще извършват идентични хаотични движения.

Ако функциите на разсъгласуване се изберат във вида:

$$e_i = x_i + \tilde{x}_i,\ i = 1 \div 3 \tag{5}$$

и се синтезират функции $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$ така, че да се изпълнява (3), между хаотичните системи (1) и (2) се получава *анти-синхронизация*. При нея отделните двойки променливи на (1) и (2) ще извършват еднакви по модул, но с различен знак, движения.

Друг вариант за избор на функции на разсъгласуване е:

$$e_i = x_i - \alpha_i \tilde{x}_i,\ i = 1 \div 3\,. \tag{6}$$

където α_i са произволни константи. Ако за такива функции се намерят управления $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$, с които да се изпълнява (3), системите (1) и (2) ще са в режим на *мащабирана синхронизация*, която е по-слабо популярна и при която функционалната зависимост между двете синхронизирани хаотични системи е по-сложна спрямо предишните два вида синхронизирано движение. При нея атракторът на едната система е мащабно копие на атрактора на другата.

В настоящия доклад се предлага механизъм за получаване на още по-сложен вид хаотична синхронизация, а именно такава, при която функциите на разсъгласуване са комбинация от тези при анти-синхронизацията и тези при мащабираната синхронизация:

$$e_i = x_i + \alpha_i \tilde{x}_i,\ i = 1 \div 3\,. \tag{7}$$

При намиране на управляващи функции $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$ към подчинената система (2), с помощта на които при така дефинираните функции на разсъгласуване (7) да се изпълнява условието за синхронизирано движение (3), ще се казва, че системите (1) и (2) са в режим на *мащабирана анти-синхронизация*, която ще представлява още по-сложно синхронизирано движение от това при анти-синхронизацията и при мащабираната синхронизация, които от своя страна са по-сложни от идентичната синхронизация.

Предлага се синтеза на управляващи функции за получаване на мащабирана анти-синхронизация да се реализира, като се използва втория метод за устойчивост на Ляпунов.

Нека трите функции на разсъгласуване (7) се обединят във вектора:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 & e_2 & e_3 \end{bmatrix}^T. \tag{8}$$

Изпълнението на условието за синхронизация (3) ще съответства на установяването на системата от разсъгласуването между управляващата и подчинената системи в точката $\mathbf{e} = 0$ в съответното пространство на състоянието на тази система. Ако точката $\mathbf{e} = 0$ е устойчива, то между системите (1) и (2) ще има желания вид синхронизация. За доказване на устойчивостта на точката $\mathbf{e} = 0$ трябва да се дефинира функция на Ляпунов, за която да са изпълнени следните условия:

$$V(\mathbf{e}) > 0,\quad \forall \mathbf{e} \neq 0, \tag{9}$$

$$V(\mathbf{e}) = 0,\quad \mathbf{e} = 0, \tag{10}$$

$$\frac{dV(\mathbf{e})}{dt} < 0,\quad \forall \mathbf{e} \neq 0, \tag{11}$$

Ако функцията $V(\mathbf{e})$ се избере във вида:

$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2}\left(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2\right), \qquad (12)$$

то тя ще отговаря на условията (9) и (10).

От (12) за производната на $V(\mathbf{e})$ следва:

$$\frac{dV(\mathbf{e})}{dt} = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3. \qquad (13)$$

Изразът (13) ще отговаря на условието (11), ако бъде приведен например във вида:

$$\frac{dV(\mathbf{e})}{dt} = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 - k_3e_3^2, \qquad (14)$$

където k_i са положителни константи. Привеждането на (13) към вида (14) би станало, ако за първите производни на функциите на разсъгласуване се получат изразите:

$$\dot{e}_i = -k_ie_i,\ i = 1 \div 3. \qquad (15)$$

Тогава задачата се свежда до синтезиране на такива управляващи функции $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$ към подчинената хаотична система (2), за които да се получат изразите (15).

Получаването на системата от разсъгласуването за синхронизационната схема (1)-(2) става след диференциране на левите и десните части на израза (7)

$$\dot{e}_i = \dot{x}_i + \alpha_i\dot{\tilde{x}}_i,\ i = 1 \div 3 \qquad (16)$$

и последователно заместване в (16) на изразите за $\dot{x}_i$ и $\dot{\tilde{x}}_i$ от уравненията на управляващата система (1) и подчинената система (2):

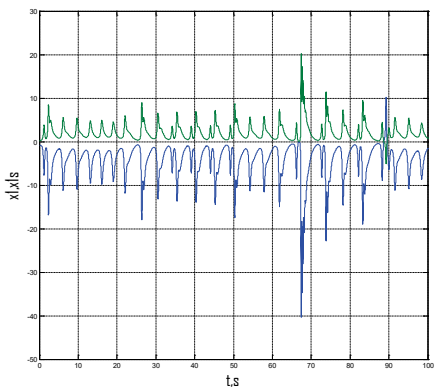
$$\begin{aligned}
&\dot{e}_1 = \dot{x}_1 + \alpha_1\dot{\tilde{x}}_1 = -a_1x_1 + a_2x_1x_3 + a_3x_2x_3 + \\
&+ \alpha_1(-a_1\tilde{x}_1 + a_2\tilde{x}_1\tilde{x}_3 + a_3\tilde{x}_2\tilde{x}_3 + g_1(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})), \\
&\dot{e}_2 = \dot{x}_2 + \alpha_2\dot{\tilde{x}}_2 = a_4x_2 - a_5x_1x_3 + \\
&+ \alpha_2(a_4\tilde{x}_2 - a_5\tilde{x}_1\tilde{x}_3 + g_2(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})), \\
&\dot{e}_3 = \dot{x}_3 + \alpha_3\dot{\tilde{x}}_3 = -a_6x_3 + a_7x_1x_2 + a_8x_3^2 + \\
&+ \alpha_3(-a_6\tilde{x}_3 + a_7\tilde{x}_1\tilde{x}_2 + a_8\tilde{x}_3^2 + g_3(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})).
\end{aligned} \qquad (17)$$

Ако управляващите функции $g_i(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}})$ се синтезират във вида:

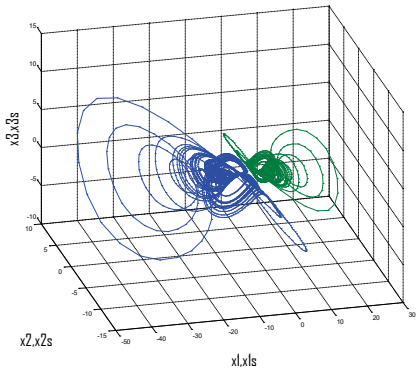
$$\begin{aligned}
&g_1(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}}) = [a_1x_1 - a_2x_1x_3 - a_3x_2x_3 + \\
&+ \alpha_1(a_1\tilde{x}_1 - a_2\tilde{x}_1\tilde{x}_3 - a_3\tilde{x}_2\tilde{x}_3)]/\alpha_1 - k_1e_1, \\
&g_2(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}}) = [-a_4x_2 + a_5x_1x_3 + \\
&+ \alpha_2(-a_4\tilde{x}_2 + a_5\tilde{x}_1\tilde{x}_3)]/\alpha_2 - k_2e_2, \\
&g_3(\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}}) = [a_6x_3 - a_7x_1x_2 - a_8x_3^2 + \\
&+ \alpha_3(a_6\tilde{x}_3 - a_7\tilde{x}_1\tilde{x}_2 - a_8\tilde{x}_3^2)]/\alpha_3 - k_3e_3,
\end{aligned} \qquad (18)$$

то при заместването им в (17) ще се получат изразите (15), което ще съответства на изпълнение на условието за постигане на мащабирана анти-синхронизация между управляващата хаотична система (1) и подчинената система (2).

Прилагането на управляващите функции (18) към уравненията на подчинената система (2) води до получаването на желания вид мащабирана анти-синхронизация между системите (1) и (2). На фиг. 5 е показана съвместната динамика на променливите $x_1(t)$ и $\tilde{x}_1(t)$ за $a_8 = -0.25$ и начални условия $\mathbf{x}(0) = [-1 \quad 1 \quad 0]^T$ и $\tilde{\mathbf{x}}(0) = [0.15 \quad 0.1 \quad 0.1]^T$, $k_i = 1$ и $\alpha_i = 2$. Динамиката е хаотична, като тази на променливата $\tilde{x}_1(t)$ е мащабирана с коефициент 2 и е с обратен знак спрямо $x_1(t)$. Аналогични са времевите характеристики и на останалите двойки променливи на системите (1) и (2). Още по-добра представа за явлението мащабирана анти-синхронизация се добива при едновременното визуализиране на атракторите на системите (1) и (2), показано на фиг. 6. Атракторът на едната система е „огледален" мащабиран образ на атрактора на другата.

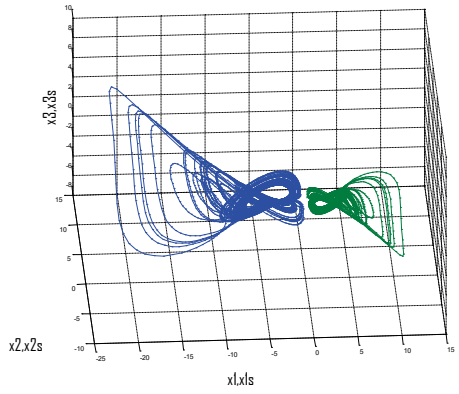


***Фиг.5**. Динамика на променливите $x_1(t)$ и $\tilde{x}_1(t)$ при мащабирана анти-синхронизация*

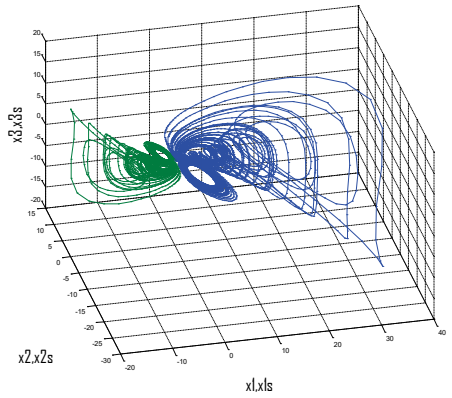


Фиг.6. *Хаотични атрактори за* $a_8 = -0.25$ *и начални условия* $\mathbf{x}(0) = [-1 \quad 1 \quad 0]^T$ *и* $\tilde{\mathbf{x}}(0) = [0.15 \quad 0.1 \quad 0.1]^T$

За стойност на бифуркационния параметър $a_8 = 1.2$ в (1) и (2) в зависимост от началните условия атракторът на управляващата система (1) е този от фиг. 2 или фиг. 3. И в двата случая, при непроменени начални условия на подчинената система (2) - $\tilde{\mathbf{x}}(0) = [0.15 \quad 0.1 \quad 0.1]^T$, нейният атрактор след синхронизацията се подчинява на този на управляващата система и се превръща в негово „огледално" мащабирано копие. На фиг. 7 и фиг. 8 са показани атракторите на системите (1) и (2) за начални условия на управляващата система съответно $\mathbf{x}(0) = [-1 \quad -1 \quad 0]^T$ и $\mathbf{x}(0) = [1 \quad -1 \quad 0]^T$. Мащабирането на атрактора на подчинената система по отделните оси може да е различно, като това става със задаване на индивидуални стойности на константите α_i.



Фиг.7. *Хаотични атрактори за* $a_8 = 1.2$ *и начални условия* $\mathbf{x}(0) = [-1 \quad -1 \quad 0]^T$ *и* $\tilde{\mathbf{x}}(0) = [0.15 \quad 0.1 \quad 0.1]^T$



Фиг.8. *Хаотични атрактори за* $a_8 = 1.2$ *и начални условия* $\mathbf{x}(0) = [1 \quad -1 \quad 0]^T$ *и* $\tilde{\mathbf{x}}(0) = [0.15 \quad 0.1 \quad 0.1]^T$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализирана е хаотична синхронизационна система със сложен тип синхронизация – мащабирана анти-синхронизация на основата на нов модел на хаотична система с различни атрактори. Системата може да се използва като основа на хаотична комуникационна система или в система за криптиране на данни с хаос.

REFERENCE

[1] Biswas, H., *et.al.* Chaos Theory and its Applications in Our Real Live. Barishal University Journal Part 1, 5: 123-140 (2018).

[2] Pecora, L., T. Carroll. Synchronization in chaotic systems. Physical Review Letters, Vol.64, No.8, 1990, pp.821-824.

[3] Parlitz, U. *et. al.* Encoding messages using chaotic synchronization. Physical Review E, Vol.53, No.5, 1996, pp.4351-4361.

[4] Nwachioma C., H. P.-Cruz, Analysis of a new chaotic system, electronic realization and use in navigation of differential drive mobile robot, Chaos, Solutions & Fractals, Vol. 144, March 2021. pp.1-12.

LOW-COST SENSOR MODULE FOR GAS MEASUREMENTS

Stefan Ivanov[1], Todor Todorov[1], Toshko Nenov[1]
[1] *Technical University of Gabrovo*

Abstract
The paper presents the development of low-cost module for gas measurements which can be used for classification of food quality and conditions of living. The data from sensor module are acquired by interface board and can be stored and processed in personal computer.

Keywords: gas sensors; air quality monitoring; data acquisition.

INTRODUCTION

The use of gas sensors is becoming more common today. This is due to the continuous progress in the production of new types and generations of gas sensors, as well as in the development of new techniques for data processing and classification. One of the main applications of gas sensors is in the field of monitoring of air quality, both outdoors and indoors. Another major application of gas sensors is food quality control.

The monitoring of atmospheric air is a very important aspect of environmental control. By monitoring of various air pollutants, as well as the meteorological factors that affect their spread, such as temperature, humidity and atmospheric pressure, some measures for environmental control can be taken. Various methods for monitoring of gases are used to control air pollution [1]. In addition to analytical instruments, measuring modules based on gas sensors are also used. They have a low cost and allow achievements of quick measurements [2]. As often harmful chemicals in the air cannot be identified with the help of a single gas sensor, it is necessary to use multiple sensors combined in a sensor module.

Traditionally the methods used for determining the quality of food products, such as visual, gustatory, olfactory and the like (by a team of tasters) are definitely subjective, relatively expensive and time consuming. In addition, the reliability of these methods progressively decreases with increasing complexity of the studied samples.

Consumers need an objective and accurate assessment of the food they buy. They must receive information and a guarantee that the food they buy is manufactured from the specified products and is stored correctly by the traders (according to the prescriptions and requirements of the manufacturer and the control bodies). Last but not least is the accurate detection of contamination both in the various foods and in the raw materials used for their preparation. This increasingly necessitates the development of fast and accurate methods and devices through which it will be possible to determine the quality of various food products, as well as to determine the change in their condition during storage.

Therefore, research is being conducted to find methods for rapid assessment of product quality. One of the directions of these researches is the use of a set of gas sensors, united in the so-called "Electronic nose". The "electronic nose" makes it possible to quickly determine the quality of products with great accuracy, objectivity and productivity [3]. The use of gas sensors is suitable for testing various food products in solid or liquid state. They are suitable for detecting differences in milk diluted with different amounts of water [4]. They are also used to detect dairy products infected with Escherichia coli [5], as well as they are used in the study of yogurt [6]. Studies

of contaminated sheep's milk with toxins [7], which are carcinogenic and extremely dangerous for human health, have also been performed.

The results obtained in these studies are particularly indicative of the capabilities of gas sensors in their use for the classification of various food products.

The aim of this paper is to present the development of a module with gas sensors that can be used in monitoring environmental parameters, as well as it can also find its application for food control.

SENSOR MODULE

To measure the parameters of the air, as well as to determine the gas footprint of various foods, it is developed a sensor module for monitoring three main types of gases - Carbon Monoxide (CO), Nitrogen Dioxide (NO_2), Ammonia (NH_3) (Fig. 1).

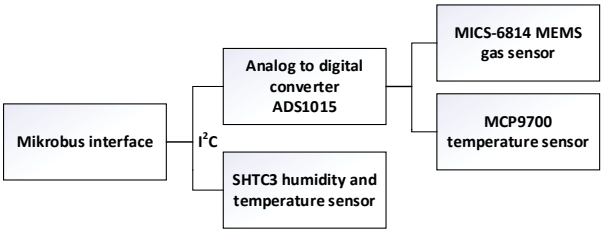


Fig. 1. *Block diagram of sensor module*

The module uses MICS-6814 gas sensor [8], which is able to detect the mentioned above gases.

The sensor type is metal oxide sensor which means that the sensing elements are resistive and their resistances change with the changes of measured gases. The oxidizing gases (such as ozone or nitrogen dioxide) make the resistance of sensing elements to increase while the reducing gases such as carbon monoxide or VOC's cause the resistance to decrease.

The signals from the sensor are discretized with the help of ADS1015 analog to digital converter. The ADS1015 also converts the signal coming from MCP9700 temperature sensor.

Other sensor used in the proposed system is SHTC3 for measurement of temperature and humidity. Its construction includes a capacitive humidity sensor and a temperature sensor in a single package which communicates via I2C interface. The sensor can measure humidity from 0 to 100% RH and temperature in the range of -40°C to 125°C. The low energy consumption of the sensor makes it suitable for battery powered devices.

The developed sensor module uses mikroBUS™ [9] interface for connection with other devices. The mikroBUS™ socket comprises a pair of 1×8 female headers. The pinout of headers consists of three groups of communications pins (SPI, UART and I2C), six additional pins (PWM, Interrupt, Analog input, Reset and Chip select), and two power groups (+3.3V and 5V).

The mikroBUS™ interface is selected for this sensor module, because it makes possible the sensor module to be used with different platforms from various manufacturers.

The developed sensor module is presented on Fig.2.

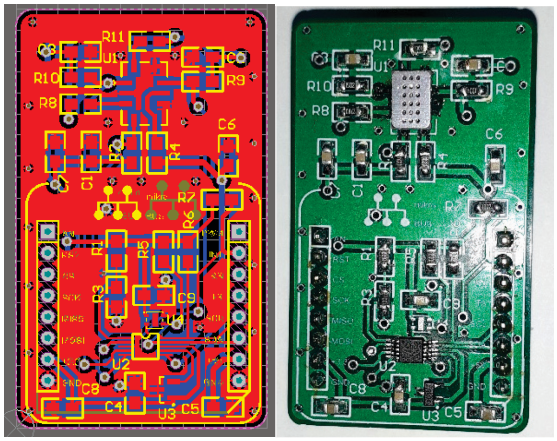


Fig. 2. *Sensor module – PCB and final device*

For data acquisition from the sensor module, it is developed an interface board which allows the data from the sensor module to be sent to personal computer (PC). The interface board uses USB interface for communication with the PC and with the help of FT230XS chip a virtual COM port is realized (Fig.3).

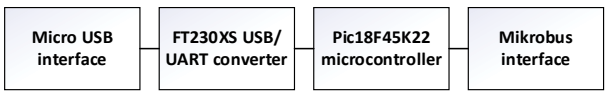


Fig. 3. *Block diagram of interface board*

The core of interface board is Pic18F45K22 microcontroller. Its task is to read the measurements from the sensor module via I2C interface. The communication with the personal computer is realized as message-based transfer of data. The protocol of data exchange is very

simple but very reliable. The command parser in the microcontroller software detects the received message from PC and after that the microcontroller reads the sensor module and sends the received data to PC.

The interface board has compact dimensions and it is presented on Fig.4.

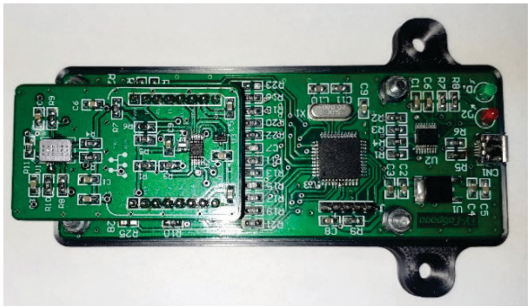


Fig. 4. *Interface board with installed sensor module*

DATA ACQUISITION

For reading and storing the data on PC side, it is developed a program for data acquisition. The program is developed with LabVIEW and it is compiled as stand-alone application (Fig.5).

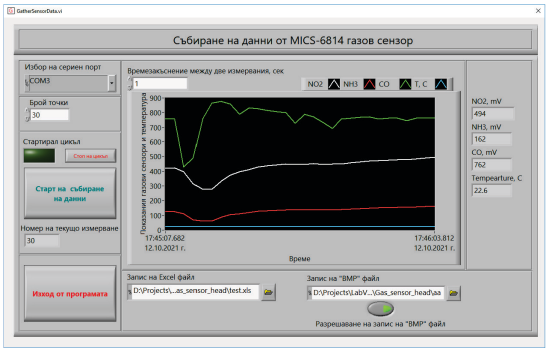


Fig. 5. *Data acquisition program*

The main properties of the program are intuitive user interface, graphical representation of acquired data and possibilities for storing the data in Excel file. The program also enables the data to be plotted into BMP image and stored locally (Fig.6).

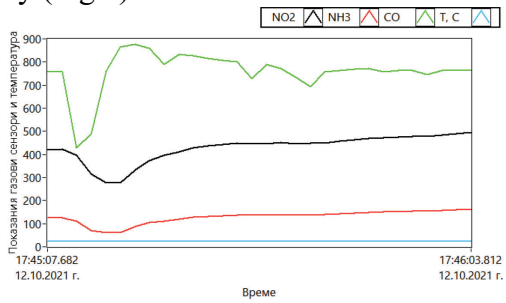
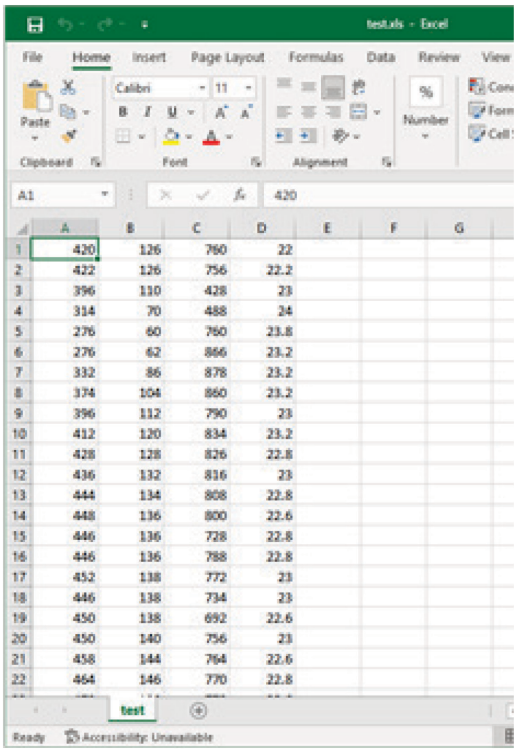


Fig. 6. *BMP picture of acquired data*

The data from MICS-6814 gas sensor is stored in the Excell file as mV values, while the temperature is stored as values in ºC with resolution of 0.1 ºC (Fig.7).



	A	B	C	D
1	420	126	760	22
2	422	126	756	22.2
3	396	110	428	23
4	314	70	488	24
5	276	60	760	23.8
6	276	62	866	23.2
7	332	86	878	23.2
8	374	104	860	23.2
9	396	112	790	23
10	412	120	834	23.2
11	428	128	826	22.8
12	436	132	816	23
13	444	134	808	22.8
14	448	136	800	22.6
15	446	136	728	22.8
16	446	136	788	22.8
17	452	138	772	23
18	446	138	734	23
19	450	138	692	22.6
20	450	140	756	23
21	458	144	764	22.6
22	464	146	770	22.8

Fig. 7. *Excel file with acquired data*

All data can be after that easily read and processed. One of typical data processing techniques can be the utilization of Deep Neural Network (DNN) for data evaluation and classification.

CONCLUSION

The presented device uses a combined gas sensor, with the help of which the values of three types of gases can be monitored - NO_2, NH_3, CO. It can be used to collect data about the state of the environment with arbitrary duration and arbitrary interval between individual measurements. It can also be used as a basis for creating systems for quality control of various food products and for monitoring the indoor air quality.

REFERENCE

[1] R. D. Down, J. H. Lehr. Environmental instrumentation and analysis handbook. WILEY-INTERSCIENCE, Noboken, New Jersey, 2005.

[2] Nart J.K., K. Martinez. Environmental sensor networks: a revolution in the earth system science? Earth-Science Reviews, Vol. 78, 2006, 177-191.
[3] H. Swatland. Effect of connective tissue on the shape of reflectance spectra obtained with a fibre-optic fat-depth probe in beef. Meat Sci. 2001, 57, pp.209–213.
[4] H. Yu, J.Wang, Y.Xu. Identification of Adulterated Milk Using Electronic Nose. Sens. Mater., 2007, 19, pp. 275-285.
[5] Z. Ali, W. T. O'Hare, B. Theaker. Detection Of Bacterial Contaminated Milk By Means Of A Quartz Crystal Microbalance Based Electronic Nose. Journal of Thermal Analysis and Calorimetry, 2003, Vol. 71, pp.155–161.
[6] G. Green, A.Chan, R.Goubran. Tracking Food Spoilage in the Smart Home Using Odour Monitoring. In Proceedings of the 2011 IEEE International Workshop on Medical Measurements and Applications (MeMeA), Bari, Italy, 30–31 May 2011, pp. 284–287.
[7] S. Benedetti, F.Bonomi, S.Iametti, S. Mannino, M.Cosio. Detection of aflatoxin M1 in ewe milk by using an EN. In Proceedings of the 2nd Central European Meeting 5th Croatian Congress of FTBN, Opatija, Croatia, October 17–20, 2004, pp. 101-105.
[8] Data Sheet. MiCS-6814. (https://www.sgxsensortech.com/content/uploads/2015/02/1143_Datasheet-MiCS-6814-rev-8.pdf).
[9] The World's Faster Growing Add-On Board Standard (https://www.mikroe.com/mikrobus)

НАПРАВЛЕНИЕ 5

ТЕХНОЛОГИИ В МАШИНОСТРОЕНЕТО И ПРОЕКТИРАНЕ НА МАШИНИ И ИНСТРУМЕНТИ

SESSION 5

TECHNOLOGIES IN MECHANICAL ENGINEERING AND DESIGN OF MACHINES AND INSTRUMENTS

THE HEURISTIC ALGORITHMS USED IN THE OPTIMIZATION OF LAMINATED COMPOSITE STRUCTURES: A REVIEW

Fatih KARAÇAM, İbrahim Batuhan ÇANCI
Trakya University, Department of Mechanical Engineering, 22030, Edirne, Turkey
fatihkar@trakya.edu.tr, batuhancanci22@gmail.com

Abstract

The composite materials can be combined at macro level in order to obtain the appropriate properties, or to create a new property of two or more materials in a single material. Since they have high strength/weight (specific strength) and stiffness/weight (specific modulus) ratios, and can be designed with different and desired mechanical properties, they are especially used in many of the engineering fields such as aerospace industry, land and sea transportation where the lightness and strength parameters are important. In the design of laminated composite structures, many design parameters such as the number of layers, different fiber and matrix materials, geometric properties and loading types are taken into consideration. Therefore, the optimization of these structures becomes a complex problem, and it will be inevitable to use a heuristic algorithm to solve this problem. The heuristic algorithms are commonly used in the optimization of laminated composite structures. These algorithms converge rapidly, and are very effective in the optimization problems where there are too many design parameters and the exact solution cannot be found easily. In this study, the common heuristic algorithms used in the optimization of laminated composite structures are introduced.

Keywords: Composite materials, laminated structures, optimization, heuristic algorithms

1. INTRODUCTION

Composite materials are generally preferred in the load – carrying elements such as beams, plates and shells, and they are usually constructed of different materials and number of layers. Since the composite materials have high strength/weight (specific strength) and stiffness/weight (specific modulus) ratios, they are widely used in the laminated structures. The optimization of laminated structures can be defined as the determination of the stacking sequences, fiber orientation angles and layer thicknesses in order to fulfill a certain design goal. During the optimization process, many restrictive parameters should be taken into account such as the mechanical and geometrical properties of material, manufacturing methods and cost. Thus, the design can be optimized in terms of the strength, rigidity, stability and cost. In the structural optimization, the major element to be considered is to obtain the most appropriate structural configuration that can provide the targeted values. Depending on the type of the optimization problem, the targeted objectives of the structure may vary, thus, various parameters must be taken into consideration in order to achieve these targeted values. Although there are many optimization methods, the heuristic algorithms are widely used in the optimization of the laminated composite structures. They do not guarantee the exact solution in the optimization problem, but a set of solution which is close to the exact solution is guaranteed. The heuristic algorithms generate reliable results in the optimization problems where there are too many design parameters. The main objective of this study is to introduce the common heuristic algorithms used in the optimization of laminated composite structures.

2. THE OPTIMIZATION OF LAMINATED COMPOSITE STRUCTURES

Depending on the type of problem, different parameters can be taken into consideration in the optimization of laminated composite structures. For example; in the aerospace industry, the design with minimum weight can

be the optimum solution, whereas the design with minimum cost can be the optimum in other areas. However, in some cases, instead of minimum cost and weight, the design with maximum strength can be called as the optimum solution. The stacking sequences, fiber orientation angles, number and thickness of layers are the design parameters in the laminated composite structures. These parameters are generally optimized in order to maximize or minimize the targeted values in the optimization problem. For example, these parameters can be optimized in order to find out the minimum in-plane stresses or displacements to prevent the failure or collapse within the structure. In the same manner, the optimization can be performed in order to find out the maximum fundamental natural frequency or critical buckling load in order to prevent resonance or deformation in the structure. In Figure 1, a schematic design of a laminated composite structure is presented. The coordinate axes ($x-$, $y-$ and $z-$) are placed in the mid-surface of the structure. θ, t and n correspond to the fiber orientation angle, layer thickness and number, respectively.

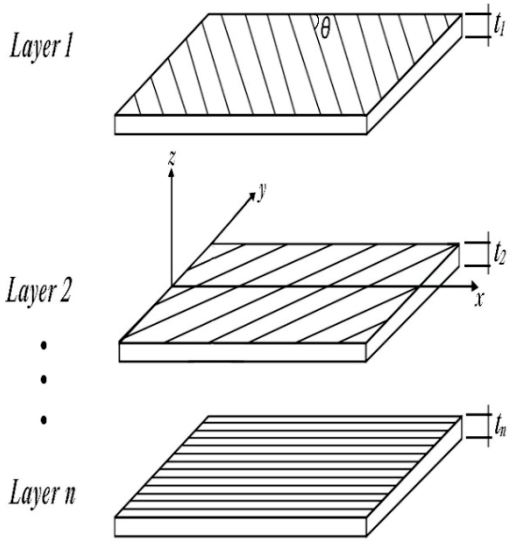


Figure 1. *A schematic design of a laminated composite structure*

The optimization process can be performed depending on different design parameters. For instance; in the stacking sequence optimization of a three layered composite beam with a fiber orientation angle changing with an increment of 10° between 0° and 90°, there can be 1000 possible solutions. As it is obvious, increasing the number of layers or decreasing the increment of fiber orientation angle will bring about too many solutions. The optimization problem will become more complex, and the use of classical methods will cause a high processing time and decrease the convergence rate to the optimum solution. Thus, depending on the number of too many possible solutions, the use of a heuristic algorithm in the optimization problem will be inevitable.

3. THE HEURISTIC ALGORITHMS USED IN THE OPTIMIZATION OF LAMINATED COMPOSITE STRUCTURES

The heuristic algorithms are developed depending on the natural sciences such as biology, physics and chemistry. They have convergence properties, and are very effective in the optimization problems where the exact solutions cannot be found easily, and the trial and error method is insufficient in terms of the time and cost. The common heuristic algorithms used in the laminated composite structures can be classified into the following way:

3.1. Particle Swarm Algorithm (PSA)

PSA is a heuristic optimization method inspired by the individuals in a swarm, and generally depends on the herd intelligence and approximate position of the individuals in the herd, namely the particles. In this method, the fitness function is used to estimate the approximate position of an individual to the targeted result. The algorithm deals with a population of particles where each particle represents a possible solution to the problem. The flowchart of PSA is summarized as follows:

Step 1: Start.
Step 2: Set the parameters and starting position of the swarm.
Step 3: Calculate the fitness value of each particle.
Step 4: Update the “pbest (personal best)” and “gbest (globalbest)” values.
Step 5: Calculate the rate of change of the particles. Check the new positions.
Step 6: Has the stopping criteria been obtained?

Step 7: If the answer is "Yes", go to Step 8. If "No", go back to Step 3.
Step 8: Finish.

Kathiravan and Ganguli [1] discussed the optimum design of a composite beam subjected to the strength constraints using both gradient-based and PSA. Layer angles are used as the design variables, and various initial design and loading situations are considered. It is mentioned that while PSO gives the best designs globally, the gradient-based method can also be used in conjunction with appropriate initial designs to yield reliable results. Manan et al. [2] investigated the vibration of a simple rectangular wing by use of different layer orientations with PSA. Moussavian and Jafari [3] calculated the optimal values of the effective parameters on the stress distribution around the semi-square cut using different optimization algorithms, and examined the performance of these algorithms. To achieve this goal, they used the analytical results of symmetrical laminated composite plates with square cross-sections, and obtained better results with PSA.

3.2. Genetic Algorithm (GA)

GA is a permutation-based optimization method. It works in a similar way to the evolutionary process observed in nature. Once the fitness function is determined, the initial population is created and the fitness value of each individual is calculated. Then the individuals are ranked from minimum to maximum, or vice versa, with respect to their fitness values. After the initial population is created and the individuals are ranked, the genetic operators such as reproduction, cross-over and mutation are applied at each step of the algorithm in order to increase the quality of the individuals in population. Genetic algorithm performs a global search to solve the optimization problem, but not a local one. The flowchart of GA is given as follows:

Step 1: Start.
Step 2: Determine the fitness function.
Step 3: Create the initial population and determine the fitness value of each individual.
Step 4: Perform reproduction.
Step 5: Perform cross-over.
Step 6: Perform mutation.
Step 7: Has the stopping criteria been obtained? If the answer is "Yes", go to Step 10. If "No", go to Step 8.
Step 8: Check the fitness values of new individuals.
Step 9: Check the new population and continue from Step 4.
Step 10: Finish.

Karaçam and Tımarcı [4] investigated the applicability of GA to the static analysis of laminated beams constructed of composite materials. They compared the results with the ones in the literature, and examined the performance of the algorithm. Vosoughi et al. [5] introduced a combined method for obtaining the maximum fundamental frequency of thick-layer composites by finding the fiber orientation. The main equations were derived based on the high-order shear deformation theory, and the finite element method was used to parse the equations. GA was used to find the optimum fiber orientation of the thick plate. The applicability and usability of the method is demonstrated by solving different examples. Farsadi et al. [6] optimized the natural frequencies of the curvilinear fiber composite and conical cylindrical panels with GA. Then, they investigated the nonlinear frequency behaviors according to the optimum curved fiber angles. Moradi et al. [7] proposed a new strategy to find the optimum stacking sequence of a laminated composite structure to achieve the maximum buckling loads. For this purpose, buckling analysis was performed with ABAQUS. In the optimization process, PSA and GA were introduced.

3.3. Simulated Annealing Algorithm (SAA)

SAA is a heuristic optimization method which is especially efficient in the solution of discrete and less continuous optimization problems. The main purpose of this algorithm is to obtain an overall improvement for the problem which has a specific solution. The algorithm is especially preferred in the optimization problems that cannot be solved by use of mathematical models. The principle of SAA is generally similar to the iron annealing process. The main parameters can be assumed as the

initial temperature, cooling coefficient, target temperature and number of iterations as in the annealing process. The flowchart of SAA is given as follows:

Step 1: Start.
Step 2: Run the solution.
Step 3: Is it accepted? If the answer is "Yes", go to Step 4. If "No", go to Step 5.
Step 4: Update the existing solution.
Step 5: Is there a temperature variation? If the answer is "Yes", go to Step 7. If "No", go to Step 6.
Step 6: Generate the new solution and go back to Step 1.
Step 7: Lower the temperature.
Step 8: Has the stopping criteria been obtained? If the answer is "Yes", go to Step 10. If "No", go to Step 9.
Step 9: Go back to Step 6.
Step 10: Finish.

Erdal and Sönmez [8] presented a method to find out the global optimum designs for two-dimensional composite structures subjected to the certain in-plane static loads where the critical failure mode is buckled. The buckling load capacity of laminated structure was maximized by use of an improved SAA. Javidrad and Nouri [9] investigated the optimum stacking sequence to obtain the required hardness properties. The number of layers and angles of the fibers were chosen as the design variables. The optimum layers were then obtained by minimizing a cost function consisting of the calculated effective stiffness properties. The minimization problem was solved using a modified simulated annealing algorithm. A cooling procedure in which the temperature-drop was based on the objective function, was considered in the algorithm. It was concluded that the proposed simulated annealing algorithm had more reliable results with a faster processing time.

3.4. Artificial Bee Colony Algorithm (ABCA)

ABCA is a heuristic optimization method which is based on the foraging behavior of the bees in a swarm. It is based on the unique honey bee behavior when they use for searching the nectar sources. The locations of the nectar sources correspond to the possible solutions of the optimization problem, and the nectar amounts of the sources correspond to the quality, that is, the suitability of the solutions related to those sources. Therefore, ABCA aims to locate the source with the most nectar. The flowchart of ABCA is presented as follows:

Step 1: Start.
Step 2: Generate the initial nectar source positions.
Step 3: Calculate the nectar amounts.
Step 4: Check the neighbor sources for the attendant bees.
Step 5: Calculate the nectar amounts.
Step 6: Create selection.
Step 7: Have all of the onlooker bees been deployed? If the answer is "Yes", go to Step 10. If "No", go to Step 8.
Step 8: Check the neighbor of the bee chosen by the onlooker bee.
Step 9: Build up the nectar amount and continue to Step 6.
Step 10: Memorize the position of the best source.
Step 11: Check the resources to drop.
Step 12: Generate the new resources to replace with the dropped resources.
Step 13: Has the stopping criteria been obtained? If the answer is "Yes", go to Step 14. If "No", go to Step 4.
Step 14: Finish.

Omkar et al. [10] presented a method/model for multi-objective design optimization of laminated composite structures based on the vector evaluated artificial bee colony algorithm (VEABCA). They formulated the problem with multiple objectives by minimizing the weight and overall cost of the composite structure to achieve a given specific strength. Topal and Öztürk [11] optimized the stacking sequences of simply supported asymmetric laminated composite structures choosing the critical buckling load as objective functions. The optimization process has been performed for different aspect ratios, number of layers, and loading conditions. Apalak et al. [12] searched the applicability of ABCA to the layer optimization. They maximized the lowest fundamental frequency of symmetric

laminated composite plates subjected to any combination of three classical boundary conditions. The finite element method was used to calculate the natural frequencies of the laminated composite with various stacking sequences. Esmaeeli et al. [13] optimized the fiber angles to maximize the elastic constants of in-plane strains. Then, by combining ABCA and various multi-objective optimization methods, the optimum fiber angles and corresponding co-optimized constants were determined.

3.5. Ant Colony Algorithm (ACA)

ACA is inspired from the ant colonies in the nature. It consists of the artificial ants that have a repeating structure by updating the artificial pheromone traces. While the algorithm is running, the pheromone traces updated by the ants generate information to find the good, namely, the optimum solution, and this information is updated at each iteration. The flowchart of ACA is given as follows:

Step 1: Start.
Step 2: Set the initial pheromone values.
Step 3: Place the ants in each colony randomly (Each ant completes its iteration by selecting the next colony, based on the local search probability given in the equation.).
Step 4: Calculate the length of the paths taken by each ant and update the pheromone locally.
Step 5: Calculate the best solution and update the global pheromone.
Step 6: Has the stopping criteria been obtained? If the answer is "Yes", go to Step 7. If "No", go to Step 2.
Step 7: Finish.

Aymerich and Serra [14] examined the application of ACA to the laminated composites to maximize the buckling load with strength constraints, and compared the performance and robustness of the algorithm with the others. Wang et al. [15] investigated the optimum design of T-shaped symmetric composite structures. By use of ACA, the maximum buckling load optimization was carried out. The stacking sequence, thickness and height were chosen as the design variables. Abachizadeh et al. [16] used ACA to determine the optimum stacking sequence for the maximum frequency and minimum cost for laminated composite structures constructed of graphite/epoxy and glass/epoxy material for 8, 16 and 28 layers. Sebaey et al. [17] investigated the benefits of dispersed layers over conventional layers in terms of stiffness, buckling resistance and strength for two types of loading conditions in structural applications. The study was conducted to select the most appropriate failure criterion among the others with ACA. Koide and Luersen [18] used different methods to find out the response of laminated cylindrical shell structures constructed of composite material. For this reason, the optimum stacking sequences are considered in order to maximize the fundamental frequency, and compared with the results obtained by Abaqus. Koide et al. [19] used ACA to find the optimum stacking sequences of laminated composite plates. The algorithm was evaluated on four samples for symmetrical and balanced stacking sequences, and the results were compared with the other optimization methods.

4. RESULTS AND DISCUSSIONS

The use of heuristic algorithms in the composite structures has increased in recent years. In this study, the common heuristic algorithms have been introduced, and following conclusions have been achieved:

• The heuristic algorithms can be used for problems where the exact solution cannot be defined, and should be interpreted more easily by the user in order to find an exact solution in the searching space.

• In the laminated composite structures modelled with specific mathematical equations, some parameters can be neglected depending on the usage area and limitations. In addition, the use of inappropriate parameters during the design process may lead to undesirable results in the structure.

• During the optimization process, the relationship between the solution quality and the processing time of the algorithm should be checked. Otherwise, the processing time may increase, and it may take a long time to find the optimum solution. Therefore, the algorithms may deviate from their original purpose of use.

• Depending on the type of problem, the heuristic algorithm used in the design and analysis of laminated composite structures should be well determined. When compared with the classical optimization methods, the

heuristic algorithms will converge to the optimum results faster and easier when the appropriate variables and objective functions are selected.

REFERENCES

[1] Kathiravan, R., Ganguli, R., (2007). Strength design of composite beam using gradient and particle swarm optimization. *Composite Structures*, 81 (4), 471-479.

[2] Manan, A., Vio, G., Harmin, M. Y., Cooper, J., (2010). Optimization of aeroelastic composite structures using evolutionary algorithms. *Engineering Optimization*, 42 (2), 171-184.

[3] Moussavian, H., Jafari, M., (2017). Optimum design of laminated composite plates containing a quasi-square cutout. *Structural and Multidisciplinary Optimization*, 55 (1), 141-154.

[4] Karaçam, F., Tımarcı, T., (2011). Katmanlı Kompozit Kirişlerin Genetik Algoritma ile Optimizasyonu. *XVII. Ulusal Mekanik Kongresi*, 432-441, Elazığ, Türkiye.

[5] Vosoughi, A. R., Forkhorji, H. D., Roohbakhsh, H., (2016). Maximum fundamental frequency of thick laminated composite plates by a hybrid optimization method. *Composites Part B: Engineering*, 86, 254-260.

[6] Farsadi, T., Rahmanian, M., Kurtaran, H., (2021). Nonlinear lay-up optimization of variable stiffness composite skew and taper cylindrical panels in free vibration. *Composite Structures*, 262 (2), 113629.

[7] Moradi, S., Vosoughi, A. R., Anjabin, N., (2021). Maximum buckling load of stiffened laminated composite panel by an improved hybrid PSO-GA optimization technique. *Thin-Walled Structures*, 160, 107382.

[8] Erdal, Ö., Sönmez, F., (2005). Optimum design of composite laminates for maximum buckling load capacity using simulated annealing. *Composite Structures*, 71 (1), 45-52.

[9] Javidrad, F., Nouri, R., (2011). A simulated

annealing method for design of laminates with required stiffness properties. *Composite Structures*, 93 (3), 1127-1135.

[10] Omkar, S. N., Senthilnath, J., Khandelwal, R., Naik, G. N., Gopalakrishnan, S., (2011). Artifical Bee Colony (ABC) for multi-objective design optimization of composite structures. *Applied Soft Computing*, 11 (1), 489-499.

[11] Topal, U., Öztürk, H. T., (2014). Buckling load optimization of laminated plates via artificial bee colony algorithm. *Structural Engineering and Mechanics*, 52 (4), 755-765.

[12] Apalak, M. K., Karaboğa, D., Akay, B., (2014). The Artificial Bee Colony algorithm in layer optimization for the maximum fundamental frequency of symmetrical laminated composite plates. *Engineering Optimization*, 46 (3), 420-437.

[13] Esmaeeli, M., Kazemianfar, B., Nami, M. R., (2019). Simultaneous optimization of elastic contants of laminated composites using artificial bee colony algorithm. *Advanced Composites and Hybrid Materials*, 2, 431-443.

[14] Aymerich, F., Serra, M., (2008). Optimization of laminate stacking sequence for maximum buckling load using the ant colony optimization (ACO) metaheuristic. *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*, 39 (2), 262-272.

[15] Wang, W., Guo, S., Chang, N., Yang, W., (2010). Optimum buckling design of composite stiffened panels using ant colony algorithm. *Composite Structures*, 92 (3), 712-719.

[16] Abachizadeh, M., Shariatpanahi, M., Yousefi-Koma, A., Dizaji, A. F., (2010). Multi-Objective Optimal Design of Hybrid Laminates Using Continuous Ant Colony Method. *Proceedings of the ASME 2010 10th Biennial Conference on Engineering Systems Design and Analysis ESDA2010*, 371-378. İstanbul,Türkiye.

[17] Sebaey, T. A., Lopes, C. S., Blanco, N., Costa, J., (2011). Ant Colony Optimization for dispersed laminated composite panels under biaxial loading. *Composite Structures*, 94 (1), 31-36.

[18] Koide, R. M., Luersen, M. A., (2013). Maximization of Fundamental Frequency of Laminated Composite Cylindrical Shells by Ant Colony Algorithm. *Journal of Aerospace Technology and Management*, 5 (1), 75-82.

[19] Koide, R. M., von Zeska de França, G., Luersen, M. A., (2013). An ant colony algorithm applied to lay-up optimization of laminated composite plates. *Latin American Journal of Solids and Structures*, 10 (3), 491-504.

MATERIALS WITH IMPROVED HEAT-PHYSICAL PROPERTIES FOR BALLONETS OF HYBRID AIRSHIP

Pavlyk Petro [1], Salenko A.[2], Chencheva O.[3] Shchetynin V.[4]
[1] *National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"*
[2] *National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"*
[3] *Kremenchug Mykhailo Ostrogradskyi National University*
[4] *Kremenchug Mykhailo Ostrogradskyi National University*

Abstract
This article discusses the possibility of returning to the use of hybrid airships. Using the advantages provided over traditional airships, the development of hybrid aircraft allows expanding their capabilities. By combining the benefits of aircraft, helicopters, airships. It is proposed to use modern energy-saving thermal insulation materials capable of withstanding significant temperatures such as aerogel. To confirm the effectiveness of the use of these materials, the guidelines consider the basis for the use of materials in the creation of hybrid airships.

Keywords: hybrid airship, airship, keywords, aerogel, keywords, thermal insulation material, aircraft.

INTRODUCTION

The high fuel costs of maintaining fixed-wing and rotary-wing aircraft make designers develop high-efficiency vehicles [1],[2],[3]. Airships widely used in the last century had the lowest fuel consumption for moving goods from point a to point b. When aircraft still had very low range, balloons could lift tens of tons and travel long distances. The main problem with the use of these aircraft was the direct proportionality between the payload and the volume, which reached significant values [4]. There was also a danger of operation associated with the use of combustible gas. This paper substantiates the theoretical use of modern airgel and increase the operating temperature of the gas to reduce the size.

EXPOSITION

Hybrid airships are lighter-than-air aircraft, the use of light gas and hot air is the main difference from the traditional airships. The combination of these two ways allows making the most of the advantages of each of the ways of ensuring the buoyancy of the vessel in the air [4]. The presence of a thermal balloon simplifies the control of the device in the vertical direction; also the balloon allows to reduce also loss of easy gas (in particular, for example, He).

For example, the Lokomoskainer thermoplane uses four types of lift for its flight: aerostatic forces, helium, and hot air, aerodynamic forces: aerostatic forces, helium, and hot air, aerodynamic forces, owing to the flow of the wing, and forces created by impellers equipped with electric motors Fig. 1,[5], [7].

Fig. 1. *Hybrid thermoplane Lokomoskainer*

In addition, to determine the lift that creates the working volume of the aircraft, you can define the formula (1)

$$F_A = g \cdot (\rho - \rho_{lift}) \cdot V \qquad (1)$$

where g – coefficient of free fall, ρ, ρ_{lift} – the density of the environment, and the density of

the work gas, V – shell volume. That is, from this formula it is obvious that in order to obtain the maximum lifting force, it is necessary to reduce the density of the working gas, which in turn approaches zero. This creates a limiting maximum value of lift when the density of the working gas is equal to zero.

There are two ways to reduce the density. The first way is to use gases lighter than air such as hydrogen, helium. The second way is to use heated air. The use of gas is limited by its significant cost, which makes it inappropriate to use an airship.

The second method is more attractive because the heated air reduces the gas permeability requirements for the casing and reduces the operating cost. It is also worth noting that a change in altitude, the temperature difference between the thermoplane and the environment increases, and creates an additional lifting force. The ambient temperature is determined by the formula(2).

$$t = t_c + k \cdot h, \tag{2}$$

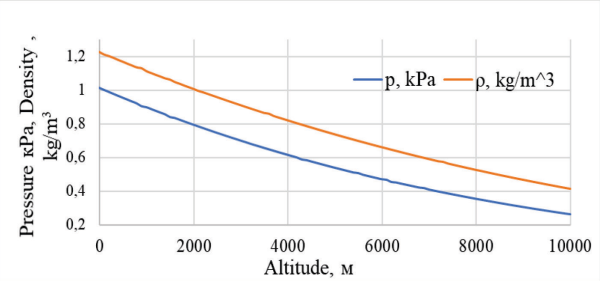


Fig. 2. *Change in air pressure and density from altitude*

Consequently [6], that f_{lift} the lift force of the gas is decided by the given equation, and acquires the maximum value at $\rho_{lift} \to 0$:

$$f_{lift} = g \cdot (\rho - \rho_{lift}), \tag{3}$$

To create a lifting force and overcome the resistance forces arising from the flow around the hull and other aerodynamic surfaces, necessary to determine the effort F_{AD} from the generalized equation:

$$F_{AD} = C_R \cdot \frac{\rho \cdot U^2}{2} \cdot S, \tag{4}$$

where U – body velocity in the air flow, m/s, C_R – dimensionless coefficient of total aerodynamic force, there C_R can be decomposed in the direction:

$$\overrightarrow{C_R} = \overrightarrow{C_{lift}} + \overrightarrow{C_{drag}} \tag{5}$$

where C_{lift} – dimensionless coefficient of lifting force, C_{drag} – dimensionless coefficient of body resistance. These values are determined experimentally, as they depend on many parameters of the aircraft.

Lifting force F_D which is formed due to the rotation of the impeller screw is defined as follows:

$$F_D = C_p \cdot \frac{\rho \cdot U^2}{2} \cdot S, \tag{5}$$

where C_p - dimensionless coefficient of total thrust of the screw.

Since the shell with rarefied and heated air has a lower density than ambient air, there is an aerostatic lifting force of Archimedes, which is determined by equation (2.5) and has the form.

$$F_A = g(h) \cdot \left(\rho_{atm}(h) - \rho_{gas}(h)\right) \cdot V = g(h) \cdot f(h) \cdot V, H \tag{6}$$

where $g(h)$ – coefficient of free fall, $\rho_{atm}(h)$ – atmospheric density, $\rho_{gas}(h)$ - the density of the heated working fluid, V – working volume, $f(h)$ – specific lift force of gas. The coefficient of free fall can be determined for a certain point of the earth as follows.

$$g = 9.780318 \cdot (1 + 5.302 \cdot 10^{-3} \cdot \sin\varphi - -6 \cdot 10^{-3} \cdot \sin^2 2 \cdot \varphi) - -3.086 \cdot 10^{-6} \cdot h, \tag{7}$$

where φ – latitude, h - altitude.

The gas density is determined from the Mendeleev-Clapeyron equation.

$$\rho_g = \frac{Mr_{gas} \cdot p_{gas}}{R \cdot T_{gas}}, \frac{kg}{m^3} \tag{8}$$

where Mr_{gas} – molar mass of the gas mixture. For the atmosphere, the molar mass is $Mr_{atm} = 28.96\ g/mol$, for gas, the molar

mass is determined by the formula (7.2.4) and table 7.2 , , T_{gas} – gas temperature in Kelvin, $R = 8{,}31447\ Dg/mol \cdot K$- universal gas constant, p_{atm} – atmospheric pressure, Pa.

In order to determine the specific lift force of the heated gas mixture, it is necessary to express the difference between the density of the environment and the density of the heated working mixture:

$$f = \rho_{atm} - \rho_{gas}, \frac{kg}{m^3} \quad (9)$$

Assuming that the pressure drop between the gas mixture Δp and the temperature of the gas mixture to the environment is Δt the lifting force of the gas mixture in a given volume will be determined by:

$$f = \left(\rho_{atm} - \frac{(p_{atm} + \Delta p) \cdot Mr_{gas}}{(T + \Delta t) \cdot R}\right), H \quad (10)$$

The obtained formula makes it possible to determine the theoretical value of the specific lift force of the airship without taking into account the processes occurring in the middle of the shell. Such processes include convection, external thermal radiation, heat loss through holes and leaks in the thermal ballonets. Therefore, the specific lift will be determined from the following formula:

$$f = \rho_{atm}(h) - \frac{p_{atm}(h) + \Delta p}{(T(h) + \Delta t(h)) \cdot R} \cdot \cdot \left(Mr_{gas}\right), \frac{kg}{m^3} \quad (11)$$

where $\rho_{atm}(h)$, $T(h)$, $\Delta t(h)$ – parameters that are a function of height.

Molar mass of the gas mixture - air is defined as the sum of the atomic masses of the elements of the gas mixture to their percentage component 23 % O_2, 76% N_2, 1% Ar.

$$Mr_{gas} = \frac{Mr(O_2) \cdot 23 + Mr(N_2) \cdot 76 + Mr(Ar) \cdot 1}{100}, kg/mol$$

Under normal conditions, the gas temperature in the thermal ballon is on average 340…350 K. However, the use of modern ultra-light insulation materials can increase the temperature of the ballonet to more 600 K. the main problem remains the mechanical strength of the shell of the ballonet with a heat-insulating layer..

The following requirements were set for thermal ballet materials: minimum weight, high strength, high resistance to ultraviolet and ozone, resistance to the atmosphere, low gas permeability, flexibility and ductility at a wide temperature range, long service life.

It is proposed to use the outer bearing shell from the materials of table 1., and thermal insulation from materials such as pyrogel and airgel [8],[9].

Pyrogel 6650 is a heat-insulating material, which is a flexible fabric designed for high temperatures (up to 650 C). The pyrogel is made on the basis of quartz airgel with microfiber reinforcement. This material is easy to process and mount. The disadvantage of this material is the hygroscopicity. Therefore, it requires the use of materials for coating with protective films and separating it from the working gases. Airgel is a more effective thermal insulation material, but its cost is significantly higher.

Temperature-mechanical characteristics [10],[11], namely thermal conductivity, and mechanical characteristics were determined for this material. A modified pipe method was used to determine the heat transfer coefficient.

To determine the characteristics of the bond strength of the materials of Table 1 and Table 2.

The joints were made with Epoflex KM glue with the application of gluing points in a certain order and at a controlled distance.

Table 1 *- Protective film of polyvinyl fluoride*

Material	Tedlar®, PVF	Tedlar®, PFA	Skived TFE
Thickness, mm	0.025-0.05	0.025-0.05	0.0125-6
Density, $\frac{kg}{m^3}$	1370	220	2130
Jung's module E, MP_a	2068	480	
Tension MP_a	55.1	250	27.58
Temperature, °C	-72… +107	0… +205	-195… +260
Heat capacity, $\frac{J}{kg \cdot K}$	1760	1172	
Thermal conductivity, $\frac{W}{m \cdot K}$	0.13	0.195	

Table 2 *-Results of research samples*

	Airgel	Airgel	Pyrogel 6650
Material			
λ, $W/m \cdot K$	0.0191	0.0208	0.0163
σ_0, *МПа*	0.22	0.16	0.21

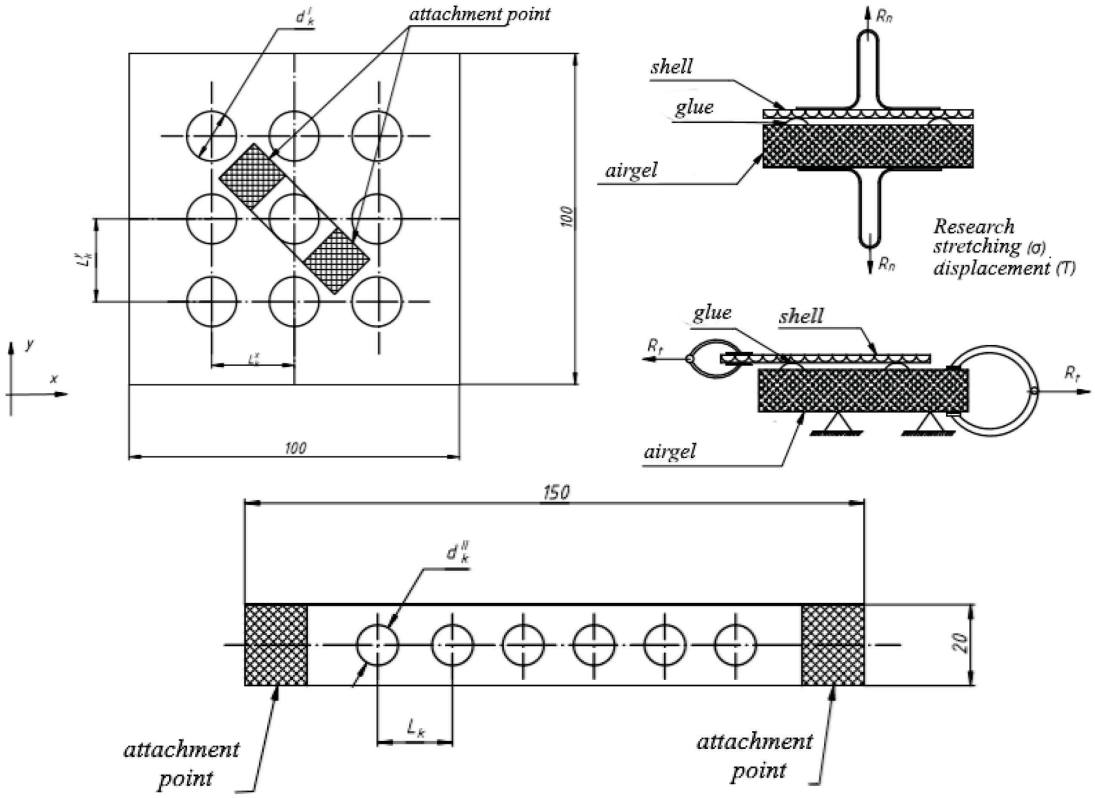


Fig. 3 *- Scheme of application of adhesive points and special clamps for mechanical tests: a) normal separation; b) shift; c) fixing in the vise*

The size of the test samples for normal separation was 100 mm x 100 mm, for the shear test using airgel fabric with a size of 150 mm. x 20 mm.

The glue is applied to individual points in diameter d_k t_x, t_y or with a linear step t_k.

Mechanical tests are performed by static loading of the working bodies of the breaking machine with force R_t, R_n, which allow you to determine the critical values [σ], [τ] at the time of loss of contact between the layers.

We will consider that the determining factors influencing durability of connection, are diameter of drops of glue d_k, also step t_x, t_y to determine [σ], also d_k, t_k to determine [τ].

It is assumed that the strength of the joint is not affected by the thickness of the layers of pyro- and airgel, but these figures depend on the brand of adhesive used and the insulating material used. The order of the experiment

1) Prepare test samples, for each material, size 100x100 mm;

2) Apply glue points with a special needle;

3) Make combinations of sandwich elements without damaging the layer of heat-protective material;

4) After the glue dries (at least 24 hours), the samples are weighed. Weighing accuracy 0.001 mg.

5) Mechanical tests are performed in accordance with the experimental plan;

6) Statistical processing of results is performed.

The data of loading schemes are executed with points of glue with a diameter d_k, with a step t_k to determine the critical voltage $[\sigma]$, $[\tau]$ at the time of loss of contact between the layers.

Variable factors were: the diameter of the drops d_k, step t_k, Table.3.

After the rupture study, a series of results were obtained by changing the input parameters, d_k, t_{kx}, t_{ky} and the limiting force R_n. was obtained. The results of the analysis allowed to obtain a regression equation

$$R = 12.7625 - 3.6833 \cdot d_k - \\ -0.109444 \cdot t_{kx} - 0.213899 \cdot t_{ky} + \\ +0.0377778 \cdot d_k, t_{kx} + 0.108889 \cdot \\ \cdot d_k, t_{ky} - 0.003333 \cdot t_{ky}, t_{kx} \quad (12)$$

Analysis of the obtained equation proves that the maximum strength can be achieved by reducing the diameter of the drops of glue and reducing the step between the drops, based on design considerations.

Table 3 *- Matrix of factors*

№	Factor	The limits of change	
1	The diameter of the glue point, d_k mm.	1	2.5
2	Step point along the axis *Ox*, t_{kx} mm.	5	20
3	Step point along the axis *Oy*, t_{ky} mm.	5	20
$[\sigma] = \frac{4 \cdot R_n}{\sum_{i=1}^{n} \pi \cdot d_k^2} - rupture\ voltage$, МПа $R_n = f(d_k, t_{kx}, t_{ky}) - efforts\ acting\ on\ contact$, Н			

CONCLUSION

It is established that there is a dependence of the strength of airgel attachment to the bearing shell of the thermoplane on the size of the adhesive point and the step of their application. It is shown that increasing the diameter of the adhesive contact surface causes a decrease in strength, which can be explained by the effect of dissolving the loose material under the action of adhesive solvents; instead, a more compact adhesive plate allows you to form a deep adhesive rod, without a significant change in the properties of the heat-insulating material (add strength indicators). The difference in properties along the x and y axes can be explained by the fact that the material is made with the formation in the latter of a small anisotropy of properties, which is more pronounced on thin materials and less on materials of considerable thickness.

REFERENCE

[1] K.L. Busemeyer, “Hot Air Airships. Airship Technology”, Cambridge: Cambridge University Press, 2012.

[2] A.N. Kirilin, “Airships”. - Moscow: MAI-PRINT Publishing House, 2013.

[3] International Civil Aviation Organization, Manual of the ICAO Standard Atmosphere (extended to 80 kilometres (262 500 feet)), Doc 7488-CD, Third Edition, 1993, ISBN 92-9194-004-6.

[4] K.L. Busemeyer, “Hot Air Airships. Airship Technology”, Cambridge: Cambridge University Press, 2012.

[5] L. P. Ponyaav, et al., “New Arctic air transportation with hybrid electrical disc-shaped airship and body plane aircraft innovation,” 2020 IOP.

[6] N.V. Vargaftik, “Handbook of Thermo-Physical Properties of Gases and Liquids”. - Moscow: Nauka (Science), 1972.

[7] Stockbridge C., Cerutti A., Marzocca P. Airship research and development in the Arias of Design,Structures and Energy Systems // Int. J. of Aeronautical and Space Sci. 2012. V. 13(2).

[8] Lutz Th, Wagner S. Drag reduction and shape optimization of airship bodies [J]. Journal of Aircraft, 1998.

[9] Aegerter, M., Leventis, N., & Koebel, M. (2011). Aerogels Handbook (M. Aegerter, N. Leventis, & M. Koebel Eds. 1 ed. Vol. 8776). New York: Springer-Verlag.

[10] Sachithanadam, M., & Joshi, S. C. (2016). Silica Aerogel Composites: Novel Fabrication Methods. Singapore Springer-Verlag.

[11] Reichenauer, G. (2011). Structural Characterization of Aerogels. In M. Aegerter, N. Leventis, & M. Koebel (Eds.), Aerogels Handbook (pp. 449-498). New York: Springer-Verlag.

[12] Lu, H., Luo, H., & Leventis, N. (2011). Mechanical Characterization of Aerogels. In A. M. A., L. Nicholas, & M. Koebel (Eds.), Aerogels Handbook (Vol. 8776, pp. 499-535): Springer.

ФОРМООБРАЗУВАНЕ НА ВЪТРЕШНИ РЕЗБИ С МЕТЧИЦИ

Христо Радев
hradew81@tugab.bg
катедра МТТ, ТУ-Габрово, 5300, БЪЛГАРИЯ

FORMATION OF INTERNAL THREADS WITH TAPS

Hristo Radev
Technical university Gabrovo

Abstract

Taps are the most widely used tools for processing internal fastening threads with diameters up to 12 mm. The article examines the constructions of cutting and deforming taps, as well as taps forming the threaded surface by combining two methods of shaping - cutting and plastic deformation. Based on the analysis and comparison of the advantages and disadvantages of the presented tools, the expediency of using combined cutting-deforming taps has been proved, as well as the need to optimize their constructive and geometric elements and the processing conditions of materials with different physicomechanical properties.

Keywords: internal threading, forming methods, threading tools, taps, rolling taps, cutting-deforming taps.

ВЪВЕДЕНИЕ

Формообразуването на резби е една от най-разпространените технологични задачи в машиностроенето.

Основните проблеми в този случай са свързани, както с постигането на изискваната точност и грапавост на резбовите повърхнини, така и с недостатъчната якост и надеждност на използваните инструменти за резби с диаметър до 12mm. [1-5], [23], [24]. Това налага непрекъснато усъвършенстване на конструкциите на инструментите, оптимизация на геометрията на работните им части и подобряване на технологията за изработването им. Съществува голямо разнообразие от инструменти за обработване на вътрешни резби- резбонарязващи ножове, резбонарязващи фрези, метчици и др., като метчиците са основни инструменти за обработването на рзеби до 12mm.

В статията са представени основни конструкции на метчици, работещи чрез рязане, пластично деформиране и чрез комбинация от двата метода, определени са техните предимства и недостатъци и са систематизирани техните области на приложение.

ИЗЛОЖЕНИЕ

За да се избере подходящ метод и инструмент за обработка на дадена вътрешна резба, е необходимо да се вземат под внимание редица фактори, по-важни от които са: физико-механичните свойства на обработвания материал (твърдост, якост на опън, относително удължение и др.), точността на обработената резба, производителността на процеса на формообразуване и др.

Резбонарязващите метчици са едни от най-разпространените инструменти за формообразуване на резби (фиг. 1), като могат да бъдат за ръчно или машинно нарязване на резби в светли и глухи отвори. Метчикът представлява винт с нарязани прави или винтови режещи канали, които образуват режещи ръбове, навлиза аксиално в обработвания детайл, като нарязва резба до определена дълбочина в отвора (частична резба) или през целия отвор (проходна резба).

а) б)

***Фиг. 1**. Общ вид на режещ метчик с прав (а) и винтов (б) стружков канал*

Метчикът се състои от работна част и опашка, а работната част-от режеща и калиброваща част. Режещата част е основен конструктивен елемент на метчика [1-4], който снема почти цялата прибавка в процеса на формообразуване на резбата. Тя се оформя като пресечен конус, по конусната повърхнина на който се разполагат режещите зъби, така че да се формира определена схема на изрязване на прибавката. Винтовите стружкови канали на метчиците осигуряват надеждно отвеждане на стружките и плавна работа на метчика.

Калиброващата част осигурява необходимата точност и грапавост на формираната резба, служи за направляване и подаване на метчика в процес на работа. При ръчно нарязване на резба, за да се намали възникващият въртящ момент и да се осигури повисоко качество на нарязваната резба, се използват комплекти от метчици, като по този начин се постига разделяне на работата при изрязването на прибавката.

Метчиците се изработват предимно от бързорежеща стомана, но в последните години все по-често и по методите на прахова металургия-металокерамични твърди сплави, в комбинация с различни покрития (фиг. 2), [22-24], например от титаниев нитрид (TiN). Комбинирането на покрития и смазочно-охлаждаща течност значително намаляват триенето и удължават живота на метчика като така понижават риска от счупване и износване.

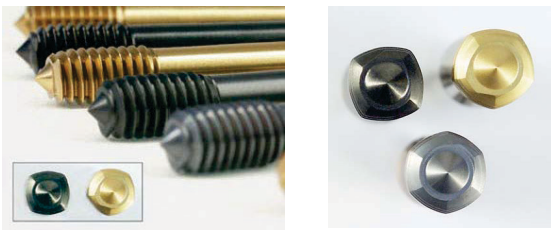
***Фиг. 2** Метчици с TiN покритие*

Метчиците работят при тежки условия и поради това до 80% от тях, особено тези с малки диаметри, се разрушават в процеса на работа, преди да са достигнали допустимото си износване. Изследванията показват, че с намаляване на диаметрите на тези инструменти се увеличава вероятността работната им част да се разруши [2, 6-13]. Вероятността метчикът да се разруши се увеличава, когато нарязваната резба е с дължина по-голяма от 1,5÷2 от диаметъра на метчика.

Най-голямото предимство при нарязването на резби с метчик е минималното време за обработка. Модерните резбонарезни автомати могат да обработят редица отвори само за част от времето, което е необходимо за обработка с резбонарезни фрези, при което може да се постигне обработване на по-дълбоки отвори в по-твърди материали, като закалени стомани.

Основен недостатък на резбонарезните метчиците е, че не гарантират необходимата надеждност при работа, както и качеството на получената резба. Не винаги може да се осигури резба с изискваната точност и стабилно качество поради излизане на размерите на резбата извън границите на допусковото поле и несъответствие на реалния профил на резбата с номиналния.

За подобряване на качеството на резбовите повърхнини се използват деформиращи метчици (Фиг.3), [5], [7], [9], [10], [14-17], [22], [24].

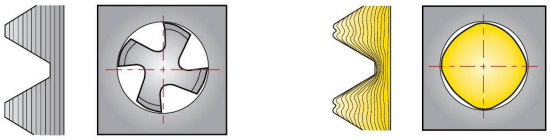


***Фиг. 3** Деформиращ метчик*

Деформирането (валцоването) на резби е процес, при който профилът на резбата се получава чрез студено пластично деформиране, без да се снема стружка. За тази цел инструментът натиска върху заготовката, деформира метала по повърхността и придава своя профил на резбата върху самата заготовка. Деформиращият метчик (Фиг. 3)

се състои от конусна формообразуваща част с конусна резба и калиброваща част с цилиндрична резба. В напречно сечение формообразуващата и калиброващата част имат многостенна форма. Резбата може да бъде с пълна височина по целия периметър или само по върховете на многостена. Формообразуването чрез валцоващи метчици има следните предимства:

- Нарязване без стружки (Фиг.4), [22-24]: тъй като резбите са оформени а не са отрязани, няма стружки, които да пречат на процеса на формообразуване или да причиняват проблеми с отстраняването на стружки в глухи отвори. Това води до отлично качество на повърхността на резбата, елиминира риска от некачествени резби поради аксиално „неправилно рязане“, увеличава статичната и динамична якост на резбите и позволява повишени скорости на работа. Понеже обработената повърхнина е студено валцована произведените резби обикновено са по-здрави и имат гладка, полирана повърхност.



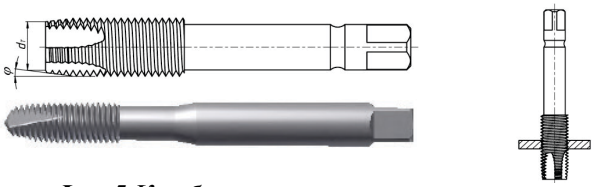
Фиг. 4 *Безстружково формообразуване*

- По-висока якост на резбите, тъй като структурата на метала на формираните резби не се изрязва, а следва контура на профила на резбата.
- По-здрава сърцевина на метчика постигната от елиминирането на стружкови канали поради липсата на стружки, което води до по-солидна конструкция на инструмента.
- Деформиращите метчици имат поголяма дълготрайност превишаваща от 3 до 20 пъти тази на режещите метчици, тъй като нямат режещ ръб, който да се износи, и позволяват по-високи скорости на рязане.

Използването на деформиращите метчици е ограничено от физико-механичните свойства на обработваните материали. Обработване на непластични материали е нецелесъобразно, поради възникването на големи натоварвания, водещи до намаляване на трайността на инструмента. При безстружковите метчици има и ограничение по отношение на стъпката на обработваната резба [1], [2], [6], [7], [14], [18], [22-24]. Обработват се обикновено материали като стомани, леки метални сплави и цветни материали с якост на опън под 1200 N/mm^2 и деформация на разрушаване до 5%.

Анализът на предимствата и недостатъците и качествената оценка на обработването на резби с режещи и деформиращи метчици [2-4], [8], [9], [15], [18-20] показват целесъобразността от използването на комбинирани метчици, формиращи резбовата повърхнина в непластични материали чрез съчетаване на двата метода на формообразуване – рязане и пластична деформация. Целта е обезпечаване на високо качество на вътрешните резби по отношение на геометрична точност, грапавост и якостни параметри, съчетани с повишена якост и надеждност на инструментите.

Известни са различни конструкции режещо-деформиращи метчици (Фиг. 5), които имат сходни конструктивни елементи и приблизително еднакъв принцип на работа [1-4], [6], [9], [13-16], [20], [21]. Основната разлика на тези метчици спрямо стандартните режещи метчици е отсъствието на стружкови канали по повърхността на калиброващата част.



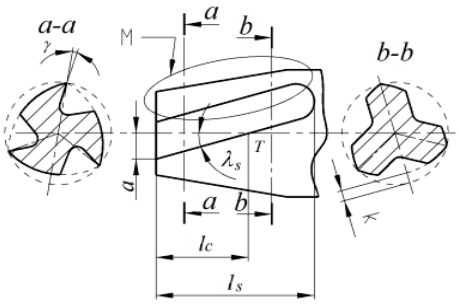
Фиг.5 *Комбиниран режещо – деформиращ метчик*

Разликите в конструктивното оформяне на формообразуващата част е най-съществената част при тези инструменти. При една от конструкциите тя е изпълнена с наклон по външния диаметър и по профила на резбата, като режещият участък е с прави, променливи по форма стружкови канали. Правото разположение на стружковите канали позволява попадане на стружки в зоната на пластично де- формиране, което намалява качеството на обработената резба,

увеличава въртящия момент и влошава надеждността на работа на инструмента.

Друг вариант режещо-деформиращ метчик които няма този недостатък е с винтови стружкови канали, дъното на които е разположено под ъгъл спрямо оста на инструмента. Разположението на стружковите канали по винтова линия с направление, обратно на направлението на резбата, осигурява отвеждането на стружките напред, предпазвайки деформиращата и калиброващата част от попадане на стружки. Тази конструкция позволява получаването на резба с повишена якост, но не гарантира висока точност при нарязване на вътрешни резби с малки диаметри в труднообработваеми стомани и сплави.

За гарантиране на висока точност и якост при нарязване на вътрешни резби с малък диаметър в непластични материали е разработена нова конструкция режещо- деформиращ метчик [3], [4], фиг.6. Работната му част се състои от конусна формообразуваща и от калиброваща част. Формообразуващата част включва режеща част с прави или винтови стружкови канали с необходимата за рязане геометрия и деформираща част.



Фиг.6 *Нова конструкция режещо – деформиращ метчик*

Дължините на режещата и уплътняващата част се определят от мястото на пресичане на наклонения под ъгъл λ_s стружков канал с осовата равнина на метчика. Зъбите намиращи се преди точката на пресичане са режещи с положителен заден ъгъл, а тези разположени след тази точка са уплътняващи поради отрицателния си заден ъгъл. Според местоположението и дължината на стружковите канали спрямо формообразуващата част и стойността на ъгъла λ_s, се наблюдават различни комбинации реализиращи метчикът като режещ или режещо-деформиращ. Метчикът работи като режещо-деформиращ когато е с наклонени стружкови канали и формообразуващата му част е с по-голяма или равна на режещата част дължина. Ако формообразуващата му част е по малка от режещата, тогава метчикът работи като режещ и част от калиброващите зъби също извършват рязане. Формата на напречното сечение на деформиращата част е еднаква с тази на напречното сечение на калиброващата част и е оформена и затилована като на безстружков метчик, което способства за увеличаване якостта на инструмента.

При обработване на резба с тези инструменти присъстват както елементи на процеса рязане, така и елементи на процеса пластично деформиране, тъй като комбинираният инструмент има и режещи, и деформиращи зъби. Режещата част изрязва цялата или по-голяма част от прибавката по различни схеми, както класическите режещи метчици, а деформиращата част дооформя и уякчава резбата чрез пластично деформиране.

При използване на комбинирани режещо–деформциони метчици процесът на формообразуване и на тяхната работоспособност зависят от много фактори по-важни от които са:

- дължина на режещата и уплътняващата част;
- брой на стружковите канали и техния ъгъл на наклона λ_s;
- схема на изработване на формообразуващата част;
- диаметър на предварително пробития отвор и съотношение между прибавките за пластично деформиране и рязане;
- геометрични параметри на инструмента (преден ъгъл γ, заден ъгъл α и др.)
- характера на обработваемия материал (твърдост, химичен състав, структура и др.);
- мажещо-охлаждаща течност;

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С оглед практическото приложение на различните конструкции метчици при обработване на различни материали е необходи-

мо да се подбере правилният инструмент и метод на обработка в зависимост от твърдостта на материала и неговата податливост на пластична деформация.

При избор на режещ метчик трябва да се вземат под внимание фактори както: конструкция на инструмента (стъпка, диаметър на резбата, брой канали), геометрични елементи (ъгъл на наклона на стружковия канал, преден ъгъл, заден ъгъл), обработваем материал (твърдост, химичен състав и структура), дължина на резбата, вид на отвора (глух или проходен), мажещо-охлаждаща течност (вид, метод и интензивност на подаване в зоната на формообразуване), режим на обработка и други.

При използване на валцоващи метчици по метода на студената пластична деформация, трябва да се съобразява якостта на опън и деформацията на разрушаване на обработвания материал, както и ограничението по отношение на стъпката на обработваната резба.

При обработка с комбиниран режещо-деформационен метчик освен всички други фактори, които, влияят на обработката е необходимо и да се определят оптимални стойности на съотношението между прибавките за пластично деформиране и рязане, в съответствие с обработваемият материал. Това е необходимо условие за интензифициране на процеса на формо-образуване на резбата при повишаване на качеството ѝ по отношение на точност, грапавост и якостни параметри.

REFERENCE

1. Kanareev, F., P. Novikov, A. Shabelkov. New designs of deforming taps. - Bulletin of the Tula State University, Tula State University. Technical sciences, 2016, No 8, part 1, 315-321
2. Kanareev, F., A. Kharchenko, P. Novikov, Investigation of resistance and torque during the operation of cutting-deforming taps. VISNIK SEVNTU, 2013, No 139, 96-100
3. Nikolova-Pencheva, M., I. Alexandrova, J. Mitev. Methods and tools for forming internal fastening threads. Report from the National Conference on Mechanical Engineering , September 9-10, 2017, Varna
4. Aleksandrova, I.S., Ganev, G.N. Combined cutting-deforming taps (2013) Strojniski Vestnik/Journal of Mechanical Engineering, 59 (2), pp. 106-111.
5. Bratan, S., Novikov, P., Roshchupkin, S. Application of Combined Taps for Increasing the Shaping Accuracy of the Internal Threads in Aluminium Alloys (2016) Procedia Engineering, 150, pp. 802-808. DOI: 10.1016/ j.proeng.2016.07.115
6. Novikov, P., F. Kanareev, S. Bratan. Modeling of force interactions during shaping of threaded surfaces with cutting-deforming taps. Collections of scientific works of NTU "KhPI": Development and Instrument in Technological Systems, 2012, No 82, 208-215
7. Urlapov GP, Menshakov VM, Sereda VS, Determination of diameters of chipless taps (1970) Vestn Mashinostr, (8), pp. 74-76.
8. Brandão, G.L., Silva, P.M.C., de Freitas, S.A., Pereira, R.B.D., Lauro, C.H., Brandão, L.C. State of the art on internal thread manufacturing: a review (2020) International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 110 (11-12), pp. 3445-3465.DOI: 10.1007/s00170-020-06107-x
9. Brzhozovsky, B., O. Zakharov, V. Rust. Progressive combination tap design for tough materials. - Scientific works SWorld, 2, 2013, No 2, 71-73
10. Kirichek A.V., Afonin A.N. Progressive technologies of hardening and shaping of threads by rolling // Science-intensive technologies in mechanical engineering, 2011, No. 3 (03). - S. 3 - 7.
11. Maciel, D.T., Filho, S.L.M.R., Lauro, C.H., Brandão, L.C. Characteristics of machined and formed external threads in titanium alloy (2015) International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 79 (5-8), pp. 779-792.
12. Polvorosa, R., de Lacalle, L.N.L., Egea, A.J.S., Fernandez, A., Esparta, M., Zamakona, I. Cutting edge control by monitoring the tapping torque of new and resharpened tapping tools in Inconel 718 (2020) International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 106 (9-10), pp. 3799-3808. DOI: 10.1007/s00170-019-04914-5
13. Malkov, O., A. Malkov, A. Litvinenko, L. Malkova. An overview of the designs of combined tools for the manufacture of complex profile holes. Reference Engineering Journal, 2002, No10, 49-57
14. Menshakov V.M., Urlapov G.P., Sereda V.S. Chipless taps. M .: Mechanical engineering. 1976.

15. De Oliveira, J.A., Ribeiro Filho, S.L.M., Brandão, L.C. Investigation of the influence of coating and the tapered entry in the internal forming tapping process (2019) International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 101 (1-4), pp. 1051-1063. DOI: 10.1007/s00170-018-3011-9
16. Heiler, R. Cold thread Forming - The chipless alternative for high resistant internal threads (2018) MATEC Web of Conferences, 251, art. no. 02046, DOI: 10.1051/ matecconf/ 201825102046
17. Kirichek A.V., Afonin A.N. Thread rolling. Technologist's library. - M .: Mashinostroenie, 2009 .-- 312 p.
18. Geßner, F., Weigold, M., Abele, E. Measuring and modelling of process forces during tapping using single tooth analogy process (2021) Production Engineering, 15 (1), pp. 97-107.DOI: 10.1007/s11740-020-01004-4
19. Pereira, I.C., da Silva, M.B. Study of the internal thread process with cut and form taps according to secondary characteristics of the process (2017) International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 93 (5-8), pp. 2357-2368. DOI: 10.1007/s00170-017-0573-x
20. Rejzek, M., Jersák, J., Votoček, J. The influence of process fluids on the machining process and forming internal threads (2016) Manufacturing Technology, 16 (4), pp. 793-799.
21. Saito, Y., Takiguchi, S., Yamaguchi, T., Shibata, K., Kubo, T., Watanabe, W., Oyama, S., Hokkirigawa, K. Effect of friction at chip-tool interface on chip geometry and chip snarling in tapping process (2016) International Journal of Machine Tools and Manufacture, 107, pp. 60-65. DOI: 10.1016/j.ijmachtools.2016.05.004
22. https://cuttingtools.ceratizit.com/de/de/komet-redirect.html - 09.2021
23. https://guehring.com/wp-content/ - 09.2021
24. https://www.emuge.com/products/tool-holders/tap - 09.2021

SELECTION OF FILTER PARTITION MATERIAL FOR ULTRASONIC CAVITATION FILTRATION

Andrii Zilinskyi
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

Abstract

When using the phenomenon of ultrasonic cavitation in the process of cleaning liquids, there is a risk of destruction of the filter baffles. To implement such filters, it is necessary to determine the structural material that will be most resistant to ultrasonic cavitation erosion and the factors that affect the rate and strength of cavitation erosion. The study of various structural materials that were exposed to the cavitation medium created by the introduction of an ultrasonic wave into a liquid.

Keywords: ultrasonic vibrations, ultrasonic cavitation, cavitation filtration, liquid purification, cavitation chambers, filtration materials.

INTRODUCTION

Water is one of the most valuable natural resources in the world. The constant increase of the population and intensive development of technologies require constant improvement of the quality of technologies for liquid filtration.

The development of chemical industries has led to the saturation of water resources with various harmful substances, and increasing the requirements for the quality of treatment of technological and wastewater requires the widespread use of various methods of treatment of liquid media. Currently, significant work is being done to create chemical plants that would not lead to pollution of water resources by wastewater, the use of wastewater in technological processes and in recirculating water supply systems is envisaged [1].

Methods of purification of liquid media can be divided into destructive and regenerative [2], [3]. Destructive methods of purification consist in the destruction of water-polluting substances by their oxidation or reduction. The resulting decomposition products are removed from the water in the form of sediment or gases, or remain in it in the form of soluble mineral salts. Regenerative methods allow to separate and utilize some substances contained in water. These methods do not always purify water to a state where it can be discharged into reservoirs. In these cases, the water is purified by destructive methods.

Filter partitions are the basis of the filtration process. They have the greatest impact on the performance, degree of filtration and technological features of filters.

The requirements for filter baffles depend on the method of filtration for which they are applied. In the case of filtration with the formation of sediment, the partitions must have minimal adhesion to the sediment. Partitions used in bulk filter elements must have a high porosity and their thickness must be sufficient to retain as many solid phase particles and increase the duration of the filtration cycle.

Solid phase particles are retained not only mechanically. Fine particles are also adsorbed on the surface of the fibers of the filter partition. Therefore, the ability to retain solid particles depends on the physicochemical properties of the partition and the solid phase of the suspension [4]. Partitions for the separation of suspensions with specific physicochemical properties are selected experimentally. Over time, the filter baffle accumulates a significant amount of fine particles, which leads to an increase in hydraulic resistance.

The introduction of ultrasonic vibrations in the filtration zone [5], [6] allows not only to regenerate the septum, but also to intensify the filtration process itself. If suspensions or baffles are reciprocated during the filtration processz with a frequency of more than 20 kHz, it is possible to carry out a continuous process of separation of the suspension, which will proceed at the highest speed. During the period of full oscillation (forward and reverse), which is carried out by a suspension or partition, the processes of filtration and regeneration take place. During filtration (direct action), solid particles of contaminants are deposited on the surface of the partition. During the return stroke, countercurrent regeneration occurs. As a result, the solid particles are detached from the partition, and then carried by the flow of suspension or deposited in the lower parts of the apparatus, where they are periodically removed. At the same time, the phenomenon of ultrasonic cavitation is observed in the liquid [7]. It is the formation of small bubbles during the passage of a vacuum wave. Such bubbles carry out pulsating oscillations and cause strong local turbulence of the environment. Some of these bubbles during the second phase of the wave, which creates compression, flatten and this leads to significant local temperatures and pressures. All this is a powerful factor in the destruction of solid particles on the walls of the capillaries of the septum and their leaching by flowing liquid.

The main problem of such filters is the destruction of the filter partition over time, due to the destructive action of the cavitation medium. To create technological equipment that implements this technology, it is necessary to choose a material that will not be exposed to the destructive effects of ultrasonic cavitation.

EXPOSITION

For the experimental study, a cylindrical ultrasonic cavitation chamber excited in the radial oscillation mode was used [8]. A special stand was designed and built (Fig. 1). A cylindrical test specimen made in the form of a rod with a diameter of 8 mm was installed along the axis of the chamber.

In the experimental setup, the intensity of the ultrasound could be adjusted within 2…100 W/cm2 by the supply voltage of the ultrasonic transducers.

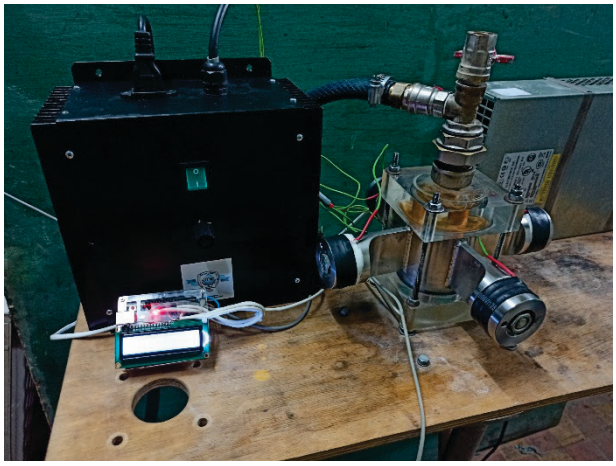


Fig. 1. *Appearance of the stand for conducting experimental studies of cavitation erosion of structural materials*

To increase the reliability of the results by stabilizing the cavitation mode in the chamber, a closed system of working fluid circulation was created, which provided the maintenance of a constant number of cavitation nuclei (Fig. 2). To investigate the effect of ultrasonic cavitation on structural materials, several different materials and alloys used in mechanical engineering were selected. The following conditions were selected during the tests: liquid - water (H_2O); working fluid temperature 293 K; the pressure in the test chamber was - 0.2 MPa [9]; test time - 0-240 minutes; fluid flow through the test chamber 2 l/min The amount of material removed during the period of developed cavitation was chosen as a parameter for assessing the erosion resistance of the studied material.

Before each test, the test specimens were thoroughly washed with alcohol and dried in an oven for 30 min at 373 K. Samples were weighed before and after the test using high-precision analytical balances of the AXIS AD50 series. Acuracy class II, which allows to determine the weight of the test sample with an accuracy of 0.001 g. Weighing was performed 5 times to increase accuracy.

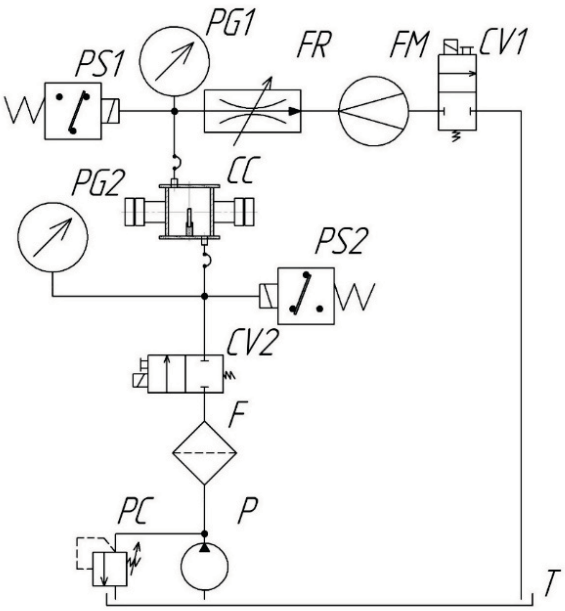


Fig. 2. *Hydraulic diagram of the experimental bench. (C - cavitation chamber; CV1 - control valve 1; CV2 - control valve 2; F - filter; FM - flow meter; FR - flow control; P - pump; PC - pressure control; PG1 - pressure gauge 1 PG2 - pressure gauge 2; PS1 - pressure switch 1; PS2 - pressure switch 2; T – tank.)*

Experimental studies, some of the results of which are shown in Fig. 3, showed that the mechanism of cavitation erosion mainly depends on the cavitation power (W, W), its duration (t, min) and the structural material of the filter partitions, characterized by the Young's modulus (E, GPa) and described by the function:

$$\Delta V = f(W, t, E)\ [\%], \qquad (1)$$

where W is the power of the cavitation device, W; t is the duration of cavitation, min; E - Young's modulus, GPa; ΔV- relative loss of volume of materials;

The results of research show that further study of the change in the volume of materials during cavitation processes can be carried out by one of the modeling methods. The study of the influence of the above factors on the relative loss of volume of structural materials during one-factor experiments is associated with significant difficulties and volume of work. Therefore, it is expedient to conduct a multifactor experiment to obtain the regression equation for the response function - the relative loss of volume of structural materials.

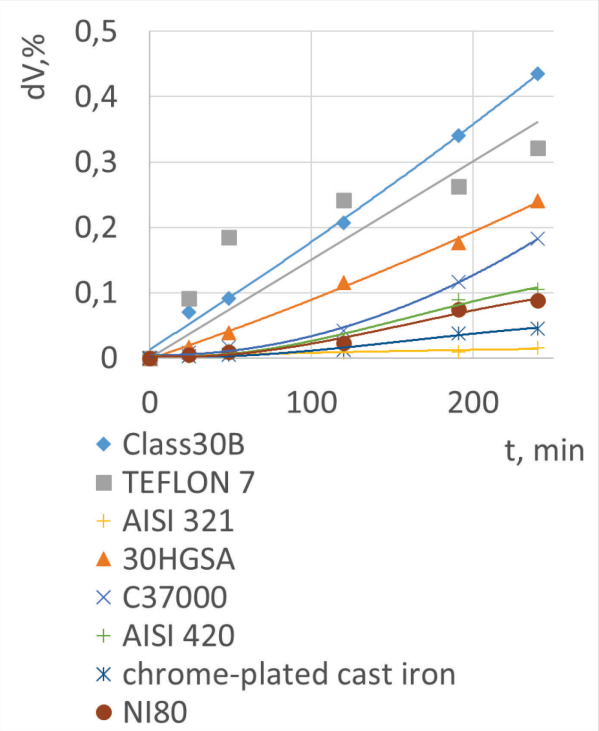


Fig. 3. *The dependence of the weight loss of the test sample on the processing time at the power consumption of the ultrasonic cavitator 400 W*

Among the existing modeling methods [10] the process of changing the relative volume of the material of the filter partitions of different structural materials during cavitation depending on the cavitation power and its duration can be carried out using one of the algorithms of group argumentation (GDMH), namely GDMH with active neurons [11].

The results of experimental studies were conducted in software GDMH Shell DS 3.8.9 [12], which allowed to obtain relationships between influential quantities.

$$y = -0.00665342 + 1.43019 * n_{47} + \\ +6.46994 * n_{47} * n_{15} - 6.66151 * {n_{47}}^2 - \\ -0.345979 * n_{15},$$

$$n_{15} = 0.169846 - 0.00166224 * W + \\ +0.00419129 * W * n_{47} + 3.50203e^{-6} * W^2,$$

$$n_{47} = 0.0241886 + 15.5951 * n_{92} - \\ -2986.3 * n_{92} * n_{96} + 1524.51 * {n_{92}}^2 - \\ -15.4387 * n_{96} + 1461.96 * {n_{96}}^2,$$

$$n_{96} = -0.00206682 - 0.743211 * \sqrt[3]{E} * \\ * n_{117} + 4.60507 * n_{117},$$

$$n_{92} = -0.00406738 + 6.27789 * \\ * n_{116} * n_{117},$$

$$n_{116} = 0.345412 - 0.00154868 * E,$$

$$n_{117} = -0.0460626 + 0.00894853 * \sqrt[3]{t^2}.$$

CONCLUSION

The obtained results allow to evaluate the cavitation stability of structural materials and to make a reasonable choice of materials for use in ultrasonic technological equipment. As a result, among the studied, the most suitable material for use in ultrasonic cavitation filters is steel AISI 321.

REFERENCE

[1] Brandt M. J., Johnson K. M., Elphinston A. J., Ratnayaka D. D. Twort's Water Supply, Butterworth-Heinemann, 2017.

[2] Verma S., Prasad B., Mishra I. M. Pretreatment of petrochemical wastewater by coagulation and flocculation and the sludge characteristics, J. Hazard. Mater., 2010.

[3] Heinz H., Anweindung von flockunsmitteln bei der abwasser-reinigung, Seifen-Öle-Fette-Wache 1988; 144(11–12):447–455.

[4] Schlosser Š. Engineering Aspects of Food Biotechnology, 2013.

[5] Kyllönen H. M., Pirkonen P., Nyström M. Membrane filtration enhanced by ultrasound: A review, Desalination. 2005.

[6] Luhovskyi O., Bernyk I., Gryshko I., Abdulina D., Zilinskyi A. Mobile Equipment for Ultrasonic Cavitation Inactivation of Microorganisms in the Liquid Environment, Lecture Notes in Mechanical Engineering, 2021;24: 272-281.

[7] Luhovskyi O. F., Chuhraev N. V. Ultrasound cavitaion in modern technologies. Kyiv, 2007.

[8] Luhovskyi O. F. et al., Method for calculating a cylindrical ultrasonic cavitation filter chamber with a regeneration effect, Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia 2020;82:52-60.

[9] Luhovskyi A. F., Gryshko I. A., Zilinskyi A. I., Patsola B. V., The Impact of Static Pressure on the Intensity of Ultrasonic Cavitation in Aqueous Media, J. Water Chem. Technol 2018;40(3):285–299.

[10] Madala H. R., Ivakhnenko A. G., Inductive Learning Algorithms for Complex Systems Modeling. 2019.

[11] Learning algorithms: https://gmdhsoftware.com/docs/learning_algorithms. (10-Aug-2020).

[12] Download GMDH Shell for Data Science: https://gmdhsoftware.com/signup-ds. (10-Aug-2020).

НАПРАВЛЕНИЕ 6

ХИДРАВЛИКА, ПНЕВМАТИКА И ТОПЛОТЕХНИКА И МЕХАТРОНИКА, МЕТРОЛОГИЯ И УПРАВЛЕНИЕ НА КАЧЕСТВОТО

SESSION 6

HYDRAULICS, PNEUMATICS AND HEAT ENGINEERING AND MECHATRONICS, METROLOGY AND QUALITY MANAGEMENT

GENERAL ANALYSIS OF SCHEME FOR ELECTROHYDRAULIC POSITIONING ACTUATORS

Li Qiang, Uzunov Oleksandr
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

Abstract
Based on the analysis of known electrohydraulic positioning actuators, a generalized scheme for them is presented. The scheme includes the main parts of the control unit, the flow control module, the working fluid source and the executive mechanism. Depending on the operating principle of flow control module, the scheme has closed or open configuration. The main difference between electrohydraulic positioning actuators is the operating principle of flow control module. Each of the known flow control modules is proposed to be classified into one of the following four types: module based on value control of analog signals; module based on opening time control of discrete component; module based on direct control of the position of executive mechanism; module based on volume control of executive mechanism. The presented analysis can be used in the development of new schemes.

Keywords: electrohydraulic positioning actuator, generalized scheme, flow control module, positioning principle.

INTRODUCTION

Electrohydraulic positioning actuators are important components in the drive systems of modern machines. Different types of electrohydraulic positioning actuators are widely used in machines for various purposes, such as construction, road, agricultural machines etc.

In order to gain a comprehensive understanding of electrohydraulic positioning actuators and to provide useful assistance for its future development, a large number of known actuator schemes are analyzed. On this basis, a generalized scheme of electrohydraulic positioning actuators is presented, and the flow control module, which is the biggest difference between electrohydraulic positioning actuators, is specifically analyzed.

EXPOSITION

1 GENERALIZED SCHEME OF ELECTROHYDRAULIC POSITIONING ACTUATORS

Analysis of schemes of many known electrohydraulic positioning actuators showed that the generalized structure of electrohydraulic positioning actuators can be represented by the following scheme（**Fig. 1**）.

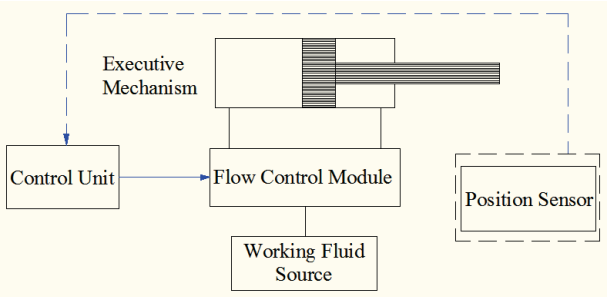


Fig. 1. *Generalized scheme of electrohydraulic positioning actuators*

According to the scheme (Fig. 1), the control unit sends signal to the flow control module based on the information of given position of the rod of executive mechanism. The flow control module determines the flow into the executive mechanism, and the flow determines the movement speed of the rod.

The displacement of the rod is controlled by position sensor. Information about the current position of the rod is transmitted to the control unit, which corrects the signal to the flow control module. When the rod reaches the given position, the flow control module pauses to provide flow to the executive mechanism. Eventually the rod stops at the given position.

The main difference between known electrohydraulic positioning actuators is the

principle of flow control. The necessity of the position sensor also depends on the applied flow control principle.

2 THE FLOW CONTROL MODULE TYPES

According to the analysis of the known flow control scheme in the indicated actuators, four basic control principles can be determined. Based on these basic control principles, four corresponding types of modules are constructed: value control of analog signals; opening time control of discrete component; direct control of the position of executive mechanism; volume control of executive mechanism.

2.1 Module based on value control of analog signals

In this type of flow control module, proportional or servo valve is usually required. Actuators [1],[2] are typical representatives of using this type of module. The scheme of such electrohydraulic positioning actuator (**Fig. 2**) consists of control unit, flow control module (proportional or servo valve), executive mechanism (hydraulic cylinder) and position sensor.

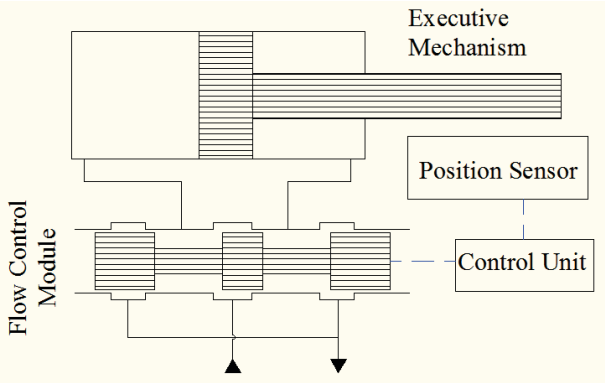


Fig. 2. *The scheme of positioning actuator based on value control of analog signals*

The working principle of the actuator is that the control unit controls the supply of working fluid by setting the value of the opening of the valve's working window, so that the cylinder's rod is driven to move. Meanwhile, the signals from the position sensor are returned to the control unit, where these signals are analyzed. When the rod reaches the desired position, decision signal made by the control unit is sent to close the working window, thus positioning function is implemented.

In order to ensure the positioning function, such actuators must have a closed-loop control system, so feedback is essential. Position sensors are normally used in such actuators.

2.2 Module based on opening time control of discrete component

This type of flow control module consists of discrete components. The scheme of actuator [3] shows this type of flow control module. The scheme of actuator (**Fig. 3**) consists of control unit, flow control module (discrete components), executive mechanism (hydraulic cylinder) and position sensor.

The working principle of the actuator is that the control unit uses the discrete signals to set the opening time of the same area window of the discrete components, thereby causing a certain amount of fluid to pass through to drive the cylinder's rod to move. Each tiny liquid part leads to a certain displacement of the rod, so the positioning function can be implemented.

Since the discrete components can work at relatively high frequencies, the rod can still achieve an appropriate speed even though the liquid part is very small.

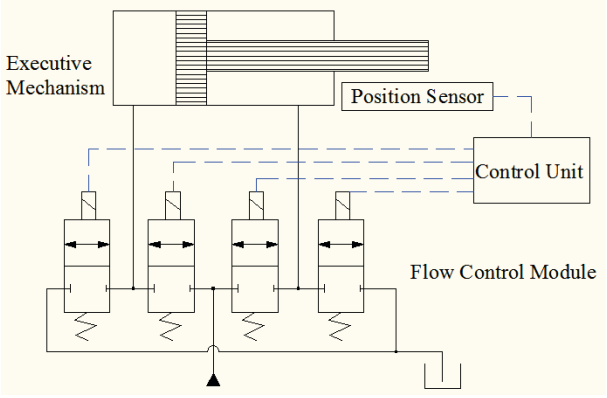


Fig. 3. *The scheme of positioning actuator based on opening time control of discrete component*

Under stable condition the displacement of the rod with given discreteness allows precise control and the position sensor is sometimes not required. But under unstable condition the close-loop control system with feedback is necessary.

2.3 Module based on direct control of the position of executive mechanism

This type of flow control module requires the coordinated cooperation of switching valves and throttles that are made up of the windows in

executive mechanism and the piston's edges. In actuators [4], [5] this type of flow control module are used. The scheme (**Fig. 4**) of such actuator consists of control unit, flow control module (switching valves) and executive mechanism with windows.

The working principle of the actuator is that the signal from the control unit controls the corresponding switching valve according to the required movement direction of the rod. The switching valve is opened and connected to the chamber of executive mechanism with tank. As a consequence, the rod with piston moves to the position corresponding to the window in the executive mechanism. The switching valve cooperates with the window to disconnect the flow through this window, and this causes the rod to stop in the planned position. Therefore, the positioning function is achieved directly by switching valves that cooperate with windows of executive mechanism.

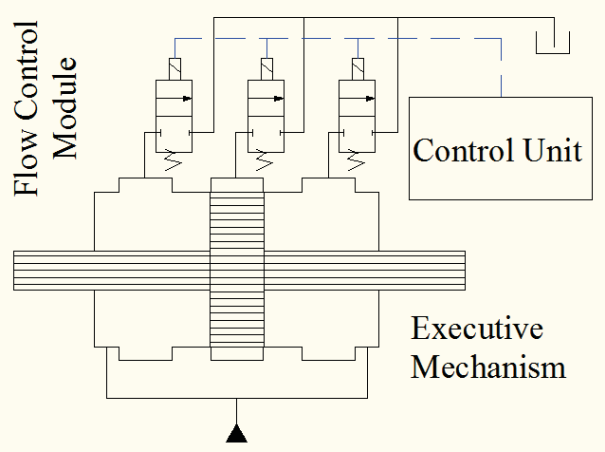


Fig. 4. *The scheme of positioning actuator based on direct control of the position of executive mechanism*

This type of actuator does not require position sensor, but the number of possible positions is limited.

2.4 Module based on volume control of executive mechanism

This type of flow control module requires the coordinated cooperation of valves and executive mechanism with multiple chambers. The executive mechanism of actuator with such flow control module have different configurations: multi-chamber built into cylinder (**Fig. 5**.a) [6], or a set of external chambers with different volumes (**Fig. 5**.b) [7]. The scheme consists of control unit, flow control module (valves, chambers with different volumes) and executive mechanism.

The working principle of the actuator (**Fig. 5**. a,b) is that the signal from the control unit controls the valve, which supplies fluid to the corresponding chamber with a certain volume. This drive rod moves to the stopper, which limits the volume of the chamber (**Fig. 5**.a), or drive rod moves to the position corresponding to the volume of the attached chamber (**Fig. 5**.b). The positioning function is achieved by supplying fluid to one or several chambers simultaneously. This causes the rod to move to a given position determined by the volume of a single chamber or combination of several chambers.

The actuator with such module type does not require closed-loop control system, but it has a limited number of positions.

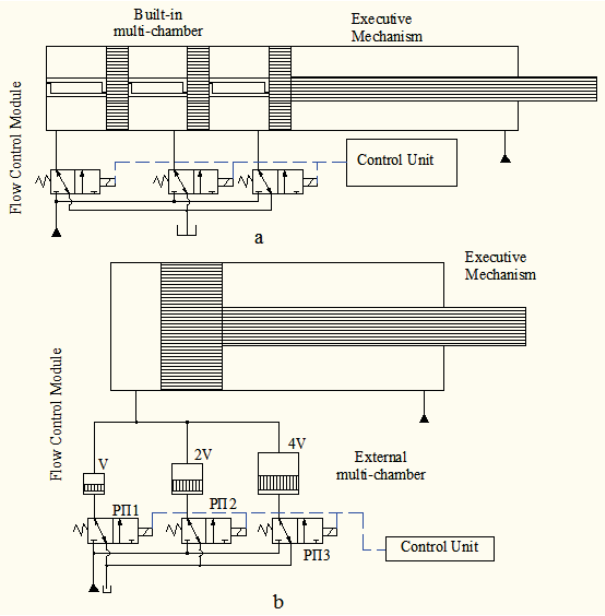


Fig. 5. *The scheme of positioning actuator based on volume control of executive mechanism. a—Built-in multi-chamber configuration; b—External multi-chamber configuration*

Therefore, the analysis of the known scheme of electrohydraulic positioning actuator allowed to generalize the idea of this type of actuator, and to determine the basic principles of flow control and the type of modules based on these principles. This can be very useful in the development of new promising schemes.

CONCLUSIONS

1. Analysis of the schemes of known electrohydraulic positioning actuators allowed to

build a generalized scheme of such actuators. And the generalized scheme can be divided into these parts: the control unit, the flow control module, the working fluid source and the executive mechanism. Depending on the working principle of the flow control module, the scheme has closed or open configuration.

2. It has been found out that the main difference in schemes of electrohydraulic positioning actuators is principles of flow control module, which can be classified into four types: module based on value control of analog signals; module based on opening time control of discrete component; module based on direct control of the position of executive mechanism; module based on volume control of executive mechanism.

REFERENCE

[1] Detiček, E., & Župerl, U. (2011).An Intelligent Electro-Hydraulic Servo Drive Positioning. Strojniški vestnik - *Journal of Mechanical Engineering*, 57(5), 394-404. doi: http://dx.doi.org/10.5545/sv-jme.2010.081

[2] Dindorf, R., & Wos, P. (2019, May). Force and position control of the integrated electro-hydraulic servo-drive. In *2019 20th International Carpathian Control Conference (ICCC)* (pp. 1-6). IEEE.

[3] Šimic, I. M., & Herakovič, I. N. (2016). High-response hydraulic linear drive with integrated motion sensor and digital valve control.

[4] Dindorf, R., & Woś, P. (2018). Sensorless step positioning of hydraulic linear actuator. *Czasopismo Techniczne*, 2018(Volume 11), 169-174.

[5] Yaqin, Z. (2011, August). Study on a new adjustable hydraulic positioning system. In 2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC) (pp. 519-523). IEEE.

[6] Patent of Ukraine № 90383 IPC F15B7 / 00. Multi-position drive. / Novik MA, Kucheruk Yu. M., Dorogan VV, applicant and patent owner of NTUU "KPI" № a20081063 - application. 04.08.2008; publ. 10.02.2010 - Bull. № 8.

[7] Patent of Ukraine № 63275 IPC (2011.01) F15B7 / 00. Multi-position drive. / Novik MA, Didovets VE, applicant and patent owner Novik MA, Didovets VE № U201100846 - application. 25.01.2011; publ. 10.10.2011 - Bull. № 19.

METHODS FOR INTENSIFICATION OF THE TRANSFER PHENOMENON IN THE CHEMICAL TECHNOLOGICAL PROCESS OF ELECTROLYSIS

PhD. Techn. Sc., Ass. Prof., Nochnichenko Ihor
National technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine
E-mail: igornoch@gmail.com

Prof. Dr. Eng., Jakhno Oleg
National technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine

Abstract
The article discusses the technological process of electrolysis from the point of view of the transfer phenomenon and the position of physical chemistry. It is shown that taking into account the transport phenomena and associated processes depends on the state of the medium and is determined by the functions of the transport coefficients: (momentum, mass, heat). Physicochemical processes in a mechatronic electrolyze have been experimentally investigated, mechanisms of intensification have been proposed, and the regularities of transfer processes have been studied. The influence of ultrasonic cavitation, vibration on the electrolysis process, the was investigated, and the dependences of the potential of the electrolyzer required for the splitting of water on the temperature with intensification modules were obtained.

Keywords: transfer phenomena, transfer coefficient, treatment levels of the system, foaming, cavitation.

INTRODUCTION

The study of the phenomenon of transfer (energy, mass, momentum), as well as the study of work processes is an important scientific problem, which has both theoretical and applied significance. The transfer phenomenon is known to be an effective means for solving problems associated with the intensification of various chemical technological processes. As an example, we can cite the prospects of taking into account the features of the transfer phenomenon when considering the following classes of processes: hydromechanical, separation and mixing of heterogeneous systems, thermal conductivity and diffusion, chemical and physicochemical problems. The peculiarity of this approach is that the transfer coefficients are variable functions and depend on a number of factors - temperature, viscosity, density, pressure drop, and compressibility.

In this case, the transfer phenomena in physicochemical and hydrodynamic processes associated with irreversible kinetic transfer processes: mass, energy, momentum, charge, due to the movement and interaction of microparticles of molecules, liquids, etc.

As an example, let us consider the intensification of transfer processes in electrolysis processes presented by famous scientists such as Kapitsa, Sedov I., V. Levich, Z., Shulman [1-4]. Depending on the operating and physicochemical conditions and properties, there is a need for a rational choice of transfer coefficients. Considering that such coefficients - viscosity, thermal conductivity, diffusion - are commensurate quantities, therefore, their choice is associated with real intensification processes according to the data of physical phenomena. The key position in the transfer processes is the input data and the gradient equations along with the transfer coefficients. Specific definitions for physical chemistry can characterize the activation energy and the mean free path of molecules

EXPOSITION

Based on the physicochemical data of the transfer, the basic processes equations are formed and the corresponding mathematical

model is constructed.

Equations describing transport phenomena:

$$\begin{cases} \text{Impulse transfer:} \\ \tau = -\mu \times \text{grad}\, u \\ \text{Mass transfer:} \\ j = -D \times \text{grad}\ C \\ \text{Heat transfer:} \\ q_e = -\lambda \times \text{grad}\ T \\ \text{Transfer of electrical energy:} \\ i = -\rho \times \text{grad}\, \varphi \end{cases} \quad (1)$$

where: τ – shear stress [Pa]; j - diffusion flow [kg/s]; q – heat flow [W]; μ - dynamic viscosity [Pa·s]; D - diffusion coefficient [m^2/s]; λ - coefficient of thermal conductivity [W/(m·K)]; u - flow velocity [m/s]; C - concentration of molecules in the substance [kg /m^3]; T - temperature of the medium [K], ρ - the coefficient of electrical conductivity [Ω·m], φ- potential of the electric field [V].

Ways to intensify transfer processes. An in-depth analysis of transfer processes and intensifying effects through, for example, the use of vibrational vibrations, increases the performance of this type of apparatus and increases energy efficiency.

Promising methods of water decomposition by electrolysis [3].

- temperature control (at elevated temperatures, the reaction intensifies).
- use in the process of high-pressure electrolysis (from 10 bar).
-activation and increase of the surface of the electrodes in order to reduce the overvoltage.
-reduction of the distance between the electrodes to 0.1 mm.
- an increase in the current density on the electrodes.
-transition to a macro-steam environment.
-application of electrode materials for catalysts.
-Application of a magnetic field of more than 1 Tesla (displacement of water balance).
-Application of solid polymer electrolytes.
-application of photolysis (absorption of a quantum of light destroys the hydrogen bond).
-application of ultraviolet radiation.

As a first approximation, the electrolysis process can be calculated according to Faraday's law [3-6]:

$$m = k \times q \quad (2)$$

where m - mass of the isolated substance, k-electrochemical equivalent of the substance, q is the charge.

Physical and chemical processes can be intensified by changing the transfer coefficients of diffusion, viscosity and thermal conductivity. The transfer coefficients of macromechanics, depending on the exchange in space, can dynamically change and are a function of a number of parameters that characterize the electrolysis process.

Thus, it has been established that the intensification of working processes in devices can be realized through the physical values of the fundamental scale constants in the gradient representation: concentration, diffusion, viscosity, heat transfer, diffusion, viscosity and electrical transfer, etc.

For example, the diffusion coefficient, viscosity, thermal conductivity of hydrogen can have the following values depending on the temperature of the table. 1-3 [3]. Analysis of the tabular data showed that the transfer coefficients are a transfer function that depends on external and internal conditions.

Table 1
Diffusion of the coefficient values versus temperature

A couple of species	T, K	D, m^2/c
Hydrogen	12	14×10^{-5}
Hydrogen	20	18×10^{-5}
Hydrogen	28	26×10^{-5}

Table 2
Values of the coefficient of viscosity depending on temperature

A couple of species	T, K	μ, Pa · s
Hydrogen	12	0.1×10^{-6}
Hydrogen	20	1×10^{-6}
Hydrogen	28	4×10^{-6}

Table 3
Values of the coefficient of thermal conductivity depending on temperature

A couple of species	T, K	λ, W/ (m·K ^{2}/c
Hydrogen	14	106×10^{-3}
Hydrogen	18	114×10^{-3}
Hydrogen	28	130×10^{-3}

During the experiments, it was found that during the operation of the electrolyzer, hydrogen and oxygen bubbles are temporarily retained on the surface of the electrodes, which

leads to a decrease in the effective area of the electrodes and, accordingly, to a slowdown in the rate of release of combustible gas [7-9]. To increase the productivity of the hydrogen generator, it is necessary to accelerate the separation of gas bubbles, due, for example, to «turbulization» of the electrolyte in the electrolytic cell, for example, using ultrasonic cavitation or low-frequency vibration vibrations. Three options were proposed for shaking these bubbles from the surface of the electrodes:

- using a vibration unit of low-frequency vibrations;
- using ultrasonic cavitation;
- due to the use of a pulse-width method of excitation of ultrasonic emitters;
- a combination of all three options.

When high-frequency low-amplitude oscillations are introduced into the electrolyzer using an ultrasonic emitter, provided that their intensity exceeds the threshold for cavitation in the volume of the electrolyte, ultrasonic cavitation occurs. The effects that accompany the phenomenon of ultrasonic cavitation - intense microflows, shock destructive spherical waves and high-energy cumulative jets lead to intense oscillations and separation of bubbles adhered to the electrodes, active degassing of the electrolyte due to the adhesion of gas microbubbles in a turbulent medium and cleaning of the electrode surface from stuck gas bubbles , oxides and pollution.

The methods for increasing the efficiency were tested on an experimental stand (Fig. 1). The stand allows you to introduce ultrasonic

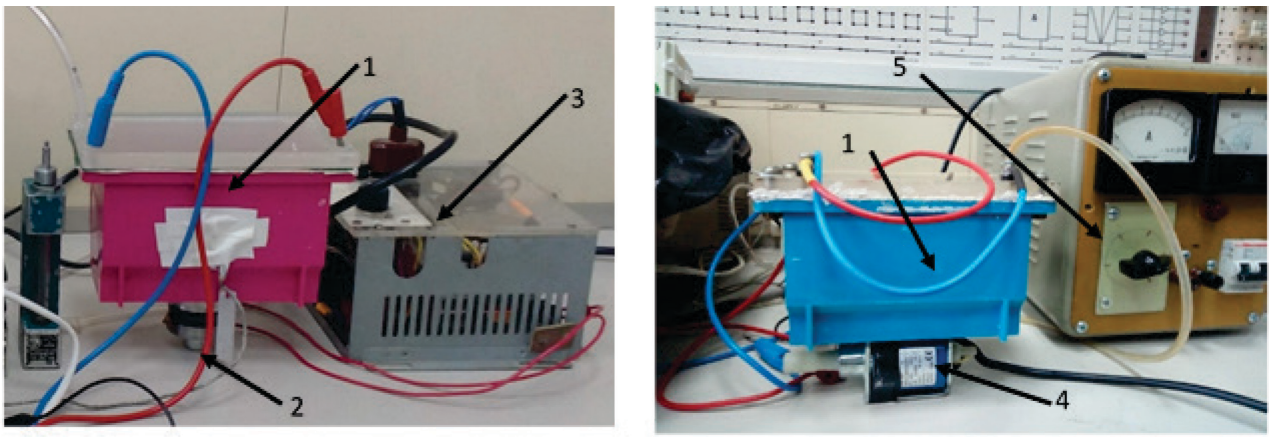


Fig. 1. *General view of the experimental stand*
(1-electrolyzer, 2-unit ultrasonic emitter, 3-ultrasonic generator, 4-vibrating element, 5-power supply)

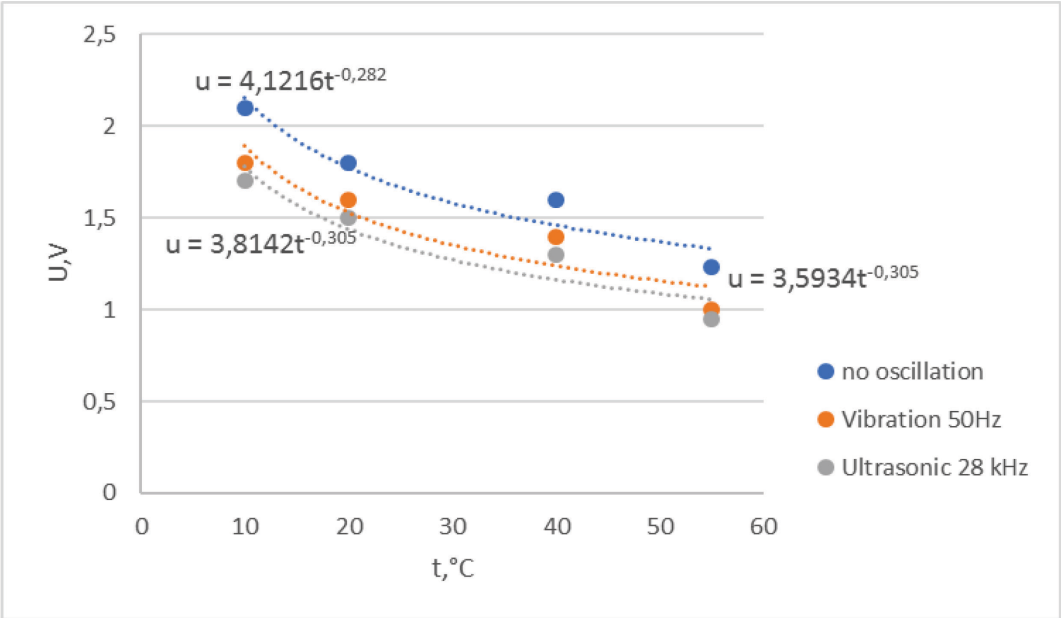


Fig. 2. *Dependence of the potential of the electrolyzer required for the splitting of water on the temperature*

vibrations into the working chamber of the electrolyzer and the effect of an oscillatory nature.

A comparison is made of the dependence of the potential of the electrolytic cell, required for separating water, on the temperature of the HHO generator without oscillations, with vibration and ultrasonic oscillations. (Fig. 2), in the presence of vibration, the intensity of degassing increases by about 20% compared to the original sample. The introduction of ultrasonic vibrations made it possible to increase the productivity of the electrolyzer by 30%.

The influence of fluctuations is observed over the entire operating temperature range. According to the Le Chatelier-Brown principle, an increase in temperature decreases the energy required to decompose water in the physicochemical process of electrolysis. Thus, the overall efficiency is increased and enhanced by: vibration and ultrasonic field, which affects the transfer process as a whole in electrolysis processes. Namely, on the processes: heat transfer, diffusion, viscosity and electrical transfer.

The electrolyzer works most efficiently at a temperature of 50-55 ° C.

CONCLUSION

On the basis of the analysis, a promising direction of research in the field of physicochemical hydromechanics for the improvement of machines and devices of systems and chemical industries becomes obvious.

The problem of accumulation of gas bubbles on the surface of the electrodes during the operation of the cell is revealed. Options for its solution are offered.

The processes of transfer in the electrolyser reactor are considered according to the proposed approach, taking into account the transfer coefficients and electrical energy, they can organize more efficient working processes under certain conditions. Therefore, the use of the energy approach to the analysis of the behavior of physical objects is a priority area for improving fundamental and applied research methods among other approaches.

It is shown that the transfer phenomenon has a physicochemical nature of the processes. According to the research results, the dependence of the potential of the electrolyzer required for the splitting of water on the temperature, as well as the rate of the chemical reaction.

REFERENCE

[1] Jakimenko L.M., Modylevskaja I.D., Tkachek Z.A. Jelektroliz vody izdatel'stvo Himija. Moskva. 1970. -264s.

[2] Sh.A. Bahtaev, A.B. Nusibalieva, N.S. Bakirova. Mehanizmy rosta i otryva puzyr'kov gaza na poverhnosti jelektrodov pri jelektrolize. Vestnik AUJeS Nauchno-tehnicheskij zhurnal 6. 2014.

[3] Hydrogen. Properties, receipt, storage, transportation, application: reference book / D. Yu. Hamburg, N. F. Dubovkin. - M.: Chemistry, 1989.- 672 p.:

[4] Bird, R.B., Stewart, W.E. and Lightfoot, E.N. (August 2001). Transport Phenomena (Second ed.). John Wiley & Sons. ISBN 0-471-41077-2.

[5] Korzh V.N. Obrabotka metallov vodorodno-kislorodnym plamenem: monografiya/ V.N. Korzh, Yu.S Popil'. //- K. : Ekotekhnologiya, 2010.

[6] Shpil'rayn E.E., Malyshenko S.P., Kuleshov G.G. Vvedenie v vodorodnuyu energetiku., M.: Energoatomizdat, 1984. – 264. s.

[7] Nochnichenko I. Research of methods for increasing the efficiency of producing oxygen-hydrogen mixture / I. Nochnichenko, O. Luhovskyi, D. Kostiuk, A. Zilinskyi - Journal of the Technical University of Gabrovo 58 (2019) p.33-37.

[8] Nochnichenko I. Experimental study of a hydrogen generator with application modules of ultrasonic cavitation and vibration oscillations / I. Nochnichenko, O. Luhovskyi, D. Kostiuk - Journal of the Technical University of Gabrovo, Bulgaria, 59 (2019) 50-53.

[9] Nochnichenko Intensification of transfer phenomena in technological processes due to the use of cavitation impact / I. Nochnichenko, O. Jakhno, K. Lugovska // Journal of the Technical University of Gabrovo, #61 I. – Gabrovo, Bulgaria, pp. 60 - 64, 2020 p.

RHEOLOGICAL PROPERTIES OF FOAMING AGENTS USED BY UKRAINIAN FIREFIGHTERS

Stas S. V.
Cherkasy Institute of Fire Safety named after Chornobyl Heroes of National University of Civil Defence of Ukraine

Kolesnikov D. V.
Cherkasy Institute of Fire Safety named after Chornobyl Heroes of National University of Civil Defence of Ukraine

Bychenko A. O.
Cherkasy Institute of Fire Safety named after Chornobyl Heroes of National University of Civil Defence of Ukraine

Koval O. D.
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

Abstract

Extinguishing Class B fires or fires of some other classes in a volumetric way both in the world and in Ukraine is carried out using air-mechanical foam. Air-mechanical foam consists of an aqueous solution of foaming agent, in which air is added to the supply devices. Traditionally, Ukraine uses 6% solutions of general or special purpose foaming agents, which are concentrates of surfactants with certain specified characteristics, in accordance with the conditions of use. Foaming agent solutions can be used both for creating air-mechanical foam, and directly for extinguishing fires with sprayed and compact jets from water trunks. Given the composition of the air-mechanical foam, it is clear that the rheological properties of the working solution of the foaming agent are determined by the type of foam concentrate or directly by the foaming agent itself. Rheological properties of working solutions of foaming agents can significantly affect the hydraulic characteristics of bag equipment, air-mechanical foam supply devices, such as foam barrels and foam generators of various multiplicities, sprinklers and injectors of stationary fire extinguishing systems, fire trunks, etc. As a rule, information about the rheological properties of modern foaming agents is incomplete. The article presents the results of research on modern foaming agents used for fire extinguishing purposes in Ukraine.

Keywords: rheology, surfactants, dynamic viscosity, strain rate

INTRODUCTION

In the practice of fire extinguishing, concentrates of surfactants, so-called foaming agents, are used to change the physical properties of water. When added to water in various ways collectively they form working solutions of foaming agents, which can be used for the direct extinguishing of fires of classes a, B, C from water trunks, which increases the efficiency of such use in comparison with water jets by reducing surface tension or used to create air-mechanical foam on special supply devices by adding air to the working solution of the foaming agent. Air-mechanical foam is effective for extinguishing Class B fires or for extinguishing Class A fires in a volumetric way. The development of new formulations of foaming agents is primarily caused by an attempt to increase their fire extinguishing efficiency, foam stability and ensure the possibility of generating and supplying extinguishing agents when using fire-fighting equipment and Fire-technical equipment. It is important that now there are numerous questions about the methods and features of supplying water extinguishing agents to the fire source [1-6]. The use of aqueous solutions of surfactants significantly affects the length of a continuous jet of extinguishing liquid and, as a result, the supply range and its characteristics.

Perhaps the biggest controversy in scientific circles over the past 10-15 years, sometimes with completely opposite conclusions, concerns the production and use of jets of finely sprayed liquids. Sometimes it is argued that extinguishing fires with finely sprayed water is significantly less effective than volumetric extinguishing with combustion – inhibiting compounds, sometimes – on the contrary-significantly more effective. Moreover, the possibility of implementing a volumetric method of fire extinguishing with sprayed water is discussed, which consists in evenly filling the protected volume with a stable suspension of an almost monodisperse teardrop-shaped medium. Without going into the details of the argumentation of certain views, we note that the difficulties lie in determining the possibility and features of generating such flows of extinguishing agents that would ensure the supply of extinguishing liquid to the fire source or cooled zone in the right amount, in the right state.

The technical implementation of obtaining such jets is significantly complicated by the need to use high-pressure systems, which is often economically unjustified. Partial solution of these contradictions can be based on physical and chemical research or synthesis of substances and additives to water that improve its properties for fire extinguishing [7-9].

In addition, it should be noted that the list of foaming agents currently used by units of the operational and Rescue Service of the state emergency service of Ukraine in fire fighting continues to grow in recent years. Under such conditions, it is appropriate to conduct a comparative analysis of the main characteristics of "new" foaming agents.

ANALYSIS THE LATTER ACHIEVEMENTS AND PUBLICATIONS

The use of surfactants makes it possible to radically change the surface and interfacial properties of the aqueous solutions that they form. Fire extinguishing foams of various multiplicities are used for surface and volumetric extinguishing. The main mechanism of fire extinguishing action of pin is insulation. For the most part, low-and medium-multiplicity foams are used in fire extinguishing practice. According to some sources, in such cases, 75-97% of the pin volume is air, that is, their multiplicity ranges from 4 to 33 [10].

Studies of the rheological properties of foams used for fire extinguishing have a long history. So, since the mid-40s of the last century, studies and comparisons of the pins used at that time were conducted [11, 12]. The foam viscosity values obtained by the Joint Fire Research Organization and the US Naval laboratory were compared using vane and ball Viscometers.

The study of water additives that can lead to viscosity anomalies can be carried out by determining the rheological characteristics of liquids on rotary Viscometers, in particular on Rheotest–2.

The effect of additives on the dispersion of droplets of water-based extinguishing agents can affect the reduction of the amount of extinguishing agent without reducing the effectiveness of fire extinguishing. Thus, Zhartovsky S. V. et al., studying the rheological properties of the water extinguishing agent FSH–2, found a 4-fold decrease in the size of droplets when a 31.5% solution of this fire-protective substance was introduced into the water [9, 13]. Some physical and chemical properties were identified, which led to the provision of a high fire extinguishing capacity of the FSH-2 substance during the extinguishing of mock–up foci of Class A, and an increase in water efficiency by 4.6 times was achieved when it was used for active fire protection of objects [14]. At the same time, the practice of using solutions with surfactants used to eliminate combustion is most often limited to the use of significantly lower concentrations of the working solution, most often 3-6 %.

A little earlier in [9], individual foaming agents used in the early 2000s in Ukraine were studied [15, 16]. According to the measured shear stresses τ and shear rates $\dot{\gamma}$ the dynamic viscosity $\mu=\tau$ was determined/$\dot{\gamma}$ and constructed rheological curves. However, most of the foaming agents studied at that time are no longer used by the fire and rescue units of the operational and Rescue Service of the state emergency service of Ukraine.

EXPOSITION

Highlighting previously unresolved parts of the general problem to which the article is devoted. In the domestic market, the number of general and special purpose foaming agents offered for use in fire fighting is increasing. However, both foreign and domestic developers of such substances do not fully indicate the data that characterize them that are important for firefighters, noting only the most basic ones in their opinion. It is known that changing the rheological properties of foaming solutions can significantly change the hydraulic characteristics of hose equipment, feed devices such as water and foam barrels, foam generators, sprinklers and injectors, both improving them and worsening them.

Setting a goal. The purpose of this work is to obtain rheological curves of some new foaming agents for the domestic market in order to further establish the possibility and expediency of their use by technical means available in the divisions of the operational and Rescue Service of the state emergency service of Ukraine.

Presentation of the main research material with full justification of the results obtained. In a viscous material (liquid), the stress is proportional to the strain rate and is described by Newton's law

$\tau = \mu\dot{\gamma}$,

where $\dot{\gamma}$ - deformation rate, 1 / s;

μ - coefficient of dynamic viscosity, PA * s.

Liquids whose flow begins simultaneously (i.e., without delay, instantly) when forces are applied to their movement, and whose viscosity coefficient does not depend on the direction and speed of shear, are called Newtonian. Otherwise, when the law of fluid flow differs from Newton's law, they are called non-Newtonian.

The viscosity of a non-Newtonian liquid does not remain constant at a given temperature and pressure, but depends on other factors, such as the rate of deformation, the design features of the equipment in which the liquid is located, and so on.

A qualitative picture of the dependence of the tangential stress on the strain rate is shown in Fig.1.

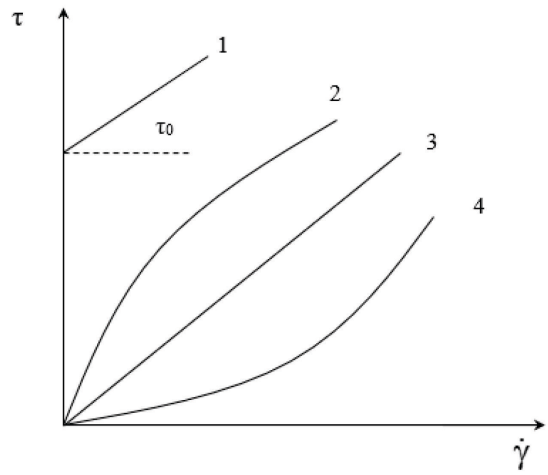


Fig.1. *Rheological curves for different types of liquids:*
1-Bingham plastic
(τ_0 - initial yield strength);
2-pseudoplastic fluid (n<1);
3-Newtonian fluid (n=1);
4-dilatant liquid (n>1).

Pseudoplastic fluids (pseudoplastics) do not show a yield strength. For them, a dependence was established in the form of a step law, which was first proposed by Oswald de Vil and later improved by Rayner. It has the form

$\tau = k\dot{\gamma}^{\,n}$,

where k - measure of liquid consistency;

n - a value that characterizes the degree of non-Newtonian behavior of materials.

Note that the higher the viscosity value, the greater the k, and the more n it differs from one, the more non-Newtonian properties are revealed.

Dilatant fluids are somewhat similar to pseudoplastic fluids because they also lack a boundary fluidity (free flowing). Dilatant fluids can also be described using the Oswald de Ville equation, but for them the value of $n > 1$.

A Rheotest–2 Rotary viscometer was used to conduct rheological studies of foaming agents.

Among the studied foaming agents were domestic–made foaming agents Pyrena-1, as well as Alpen and Sofir.

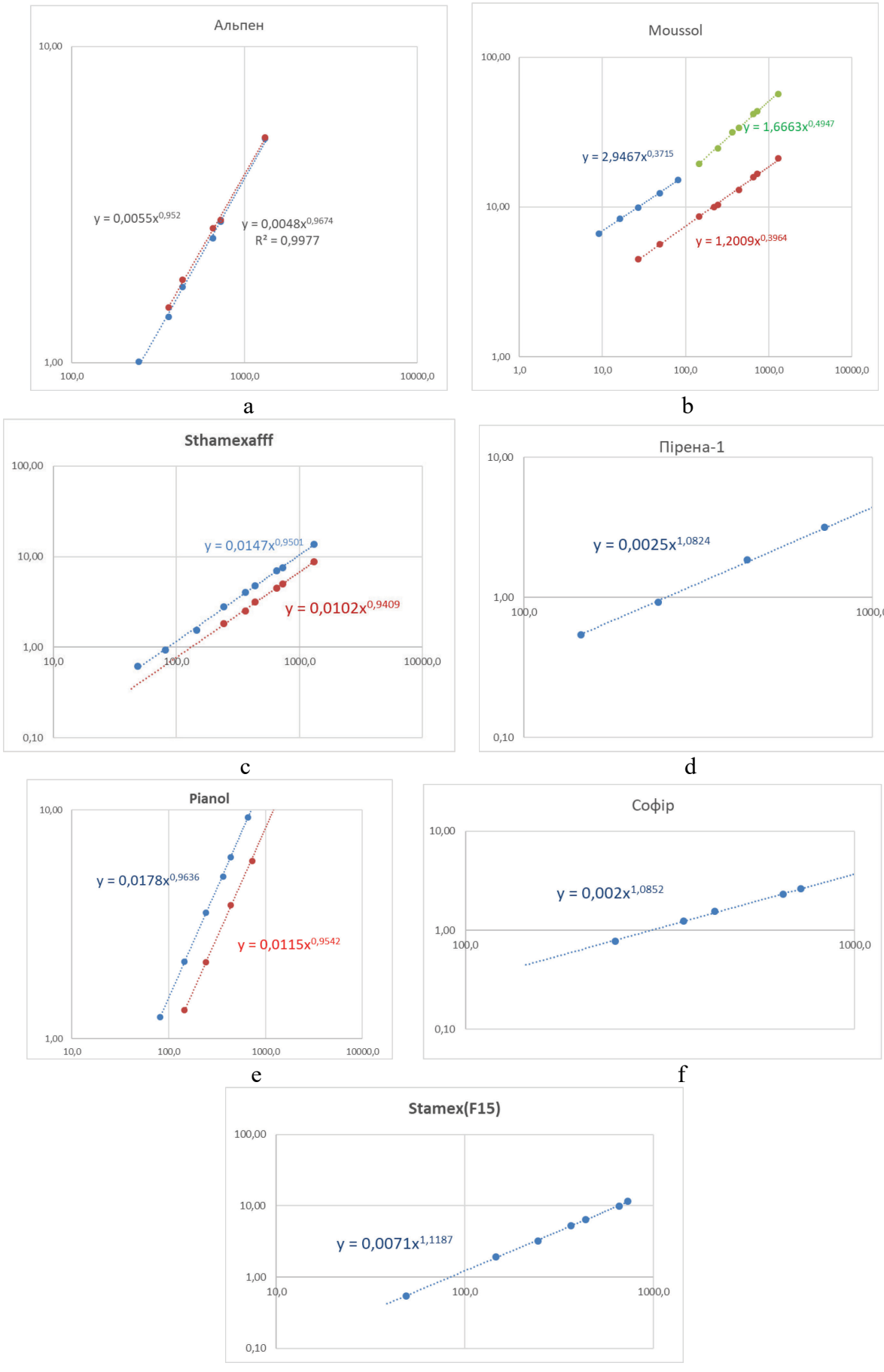


Fig.2. *Rheological curves of the studied fluids: a-Alpen; B-Moussol; B-SthamexAFFF; G–Pyrena – 1; D – Pianol; e – Sofir; e-Sthamex(F15)).*

Table 1 - values of n and k for the studied foaming agents

Alpen	Moussol	SthamexAFFF	Pyrena-1	Pianol	Sofir	Sthamex(F15)
k=0,0055 n=0,955	k=2,9467 n=0,3715	k=0,0147 n=0,9501	k= 0,0025 n=1,0824	k= 0,0178 n=0,9636	k=0,002 n=1,0852	k= 0,0071 n=1,1187
k= 0,0048 n=0,9674	k=1,2009 n=0,3964	k= 0,0102 n=0,9409		k= 0,0115 n=0,9542		

Rheological curves, in order to obtain rheological constants k and n, were plotted in logarithmic coordinates. This made it possible to determine the degree of viscosity anomaly (table1). The ordinate axis reflects the shear stress τ (PA), and the abscissa axis is the strain rate $\dot{\gamma}$ (1 / s). The studies were conducted using two different devices, one of which was specially upgraded in order to increase the sensitivity of the measuring device. In Table 1 the device number corresponds to the index of rheological constants.

Obtaining rheological curves of foaming agents Pyrena–1, Sofir, Sthamex(F15), Alpen, Moussol, SthamexAFFF, Pianol made it possible to compare the results with previously conducted similar studies for foaming agents that are no longer used by units of the operational and Rescue Service of the state emergency service of Ukraine [15].

The study of the rheological properties of foaming agents makes it possible to continue studying the effect of foaming agent solutions of standard concentrations (3-6 %).

CONCLUSION

Based on the results of this work, the following was established:

1. The studied foaming agents exhibit properties in accordance with De Ville's law, both dilatant (Pyrena–1, Sofir, Sthamex(F15)) and pseudoplastic liquids (Alpen, Moussol, SthamexAFFF, Pianol).
2. A comparative analysis of the obtained rheological characteristics of foaming agents gives the right to assert their fundamental similarity with previously studied foaming agents [15-16], which indicates the possibility of their use by existing Fire-technical equipment under similar fire extinguishing conditions.
3. Prospects for further research are the study of the influence of rheological characteristics of foaming agents on the hydraulic characteristics of compact and sprayed jets of their aqueous solutions, the influence of rheological characteristics of foaming agents on the dispersion of drops of finely sprayed jets and the study of the influence of rheological properties of foaming agents on the hydraulic characteristics of bag equipment when using Working Solutions of foaming agents of different concentrations.

REFERENCE

1. Gergel' V. I., Meshalkin E. A. Pozharotushenie tonkoraspylennoj vodoj vysokogo davleniya // Pozharovzryvobezopasnost'. – 2017. – T. 26, № 3. – S. 45–49. DOI: 10.18322/PVB.2017.26.03.45–49.
2. Meshalkin E. Sostoyanie i perspektivy razrabotok izdelij dlya tusheniya pozharov tonkoraspylennoj vodoj. [Elektronnij resurs] // NPO “Pul'S”. – 2008. http://www.npopuls.ru/projctand expert/publications/tushenie_tonkorasp_water.php.
3. Abduragimov I. M. Nesostoyatel'nost' idei primeneniya tonkoraspylyonnoj i "termoaktivirovannoj" (peregretoj) vody dlya pozharotusheniya // Pozharovzryvobezopasnost'. 2011. № 6. S. 54–58.
4. Tagiev R. M. Tonkoraspylennaya voda: pravda i vymysel / R. M. Tagiev. // Pozharnaya bezopasnost' v stroitel'stve. – 2009. – №5. – S. 50–52.
5. Baratov A. N. Pozharnaya opasnost' stroitel'nykh materialov. / A. N. Baratov, R. A. Andrianov, A. Ya. Korolchenko, D. S. Mikhajlov, V. A. Ushkov, L. G. Filin // M.: Strojizdat, 1988. – 380 s.
6. Pakhomov V. P. Osobennosti prime-neniya AUPT tonkoraspylyonnoj vody //

Pozharnoe delo v stroitel'stve. – 2009. – № 5. – S. 59–65.
7. Antonov A. V. Vohnehasni rechovyny. / A. V. Antonov, V. O. Borovikov; V. P. Orel, V. M. Zhartovskyi, V. V. Kovalyshyn // Posibnyk. – Kyiv: Pozhinformtekhnika. 2004. – 176 s.
8. Tarakhno O. V. Fizyko-khimichni osnovy vykorystannia vody v pozhezhnii spravi. / O. V. Tarakhno, A. Ya. Shar-shanov // Navchalnyi posibnyk.– Kharkiv. 2004. 252 s.
9. Zhartovskyi S. V. Doslidzhennia reolohichnykh vlastyvostei vodnoi vohnehasnoi rechovyny FSH–2 / S. V. Zhartovskyi, O. D. Koval, I. H. Maladyka, V. M. Kryshtal // Pozhezhna bezpeka: teoriia i praktyka: Zbirnyk naukovykh prats. Cherkasy: APB im. Heroiv Chornobylia, 2011. № 9. – S. 53–60.
10. Schramm, Laurier & Stasiuk, Elaine & Marangoni, Gerrard. (2003). Surfactants and their Applications. Annu. Rep. Prog. Chem., Sect. C: Phys. Chem. 99. 3–48. 10.1039/B208499F.
11. Clark, N. O., "A Study of Mechanically Produced Foam for Combating Petrol Fires," Chemistry Research – Special Report No. 6, Department of Scientific and Industrial Research, London, England (1947).
12. French, R. J., "Comparison of American and British Foam Viscosity Measurements." Internal Note No. 38, Department of Scientific and Industrial Research and Fire Offices' Committee Joint Fire Research Organization, Boreham Wood, Hertford-shire, England (1959).
13. Mahlovana T. V. Fizyko-khimichni vlastyvosti vohnehasnykh rechovyn na osnovi poliheksametylenhuanidynu / T. V. Mahlovana // Pozhezhna bezpeka: teoriia i praktyka. – 2014. – № 17. – S. 67–72.
14. Nizhnyk V. V. Obgruntuvannia zastosu-vannia deiakykh vodnykh vohnehasnykh rechovyn dlia system pozhezhohasinnia pidkupolnykh derevianykh konstruktsii kultovykh sporud / V. V. Nizhnyk, O. M. Tymoshenko, S. V. Zhartovskyi, I. A. Rykhlitskyi, O. P. Hutnyk // Naukovyi visnyk UkrNDI PB: Naukovyi zhurnal. – 2010. □ № 2 (22). □ S. 131 – 134.
15. Shkarabura M. H. Reolohichni osoblyvosti rozchyniv z poverkhnevo-aktyvnymy rechovynamy, shcho vykorystovuiutsia dlia likvidatsii horinnia / M. H. Shkarabura, S. V. Stas, D. M. Derevynskyi // Visnyk NTUU «KPI». Mashynobuduvannia. – 2004. – №45. – S.152–154.
16. Stas S. V. Reolohichni osoblyvosti poverkhnevo-aktyvnykh dobavok, shcho vykorystovuiutsia dlia pinoutvorennia / S. V. Stas // Visn. Nats. tekhn. un-tu Ukrainy "KPI". Ser. Mashynobudu-vannia. – 2013. – Vyp. 2. – S. 19–24.

АНАЛИЗ НА ПОТРЕБЛЕНИЕТО НА ЕНЕРГИЯ ЗА ОХЛАЖДАНЕ НА СГРАДИ В ОБЛАСТТА НА ХОТЕЛИЕРСТВОТО

Мария Райкова[1], Ивайло Цвятков[2]
[1]*Технически Университет Габрово, maria_raykova@abv.bg*
[2]*Технически Университет Габрово, ivo_bioklima@abv.bg*

ANALYSIS OF NET ENERGY CONSUMPTION FOR COOLING HOTEL BUILDINGS

Mariya Raykova[1], Ivaylo Tsvyatkov[2]
[1]*Technical University-Gabrovo, maria_raykova@abv.bg*
[2]*Technical University-Gabrovo,* ivo_bioklima@abv.bg

Abstract

The article contains the results of energy audits of nine buildings in the resort of Albena. The buildings have been modeled and their energy consumption class has been determined. Based on the calculation results, a regression model was developed for the net energy required for cooling.

The main factors influencing the net energy required for cooling have been identified.

Keywords: buildings, energy efficiency, modeling, enclosing elements, net energy, regression model.

ВЪВЕДЕНИЕ

Сградите в зависимост от предназначението им и местните климатични условия, се изпълняват и поддържат така, че да са енергийно ефективни, като изразходват възможно най-малко енергия по време на тяхната експлоатация.

Техническите изисквания към енергийните характеристики на сградите се изразяват като интегриран показател на сградата, изразен в числови граници по скала на класовете на енергопотребление за съответното предназначение на сградите.

Интегриран показател за енергийна ефективност на сградите е специфичният годишен разход на първична енергия в kWh/m^2 годишно за отопляване, охлаждане, вентилация, гореща вода, осветление и уреди, потребяващи енергия, на един квадратен метър от общата кондиционирана площ на сградата (А). Този показател в голяма степен зависи от ориентацията, размерите и формата на сградата; от характеристиките на сградните ограждащи конструкции и елементите .

В статията се анализира влиянието на топлофизичните характеристики на ограждащите елементи на сгради върху необходимата енергия за охлаждане.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Анализа обхваща девет сгради в областта на хотелиерството разположени в морския курорт Албена.

Пет от хотелите са комплекси състоящи се от хотелска част и ресторант, разположени в самостоятелни сгради, а в един – и двете части са разположен в една сграда, три от сградите- имат само хотелска част. Всички сгради са въведени в експлоатация в периода 1971-1974г и в значителна степен са еднотипни.

Хотелските части включват приемен блок-фоайе и хотелски блок.

Първоначално всички фасадни стени на сградите са били стоманобетонни панели с

дебелина 16cm, без топлоизолация, а дограмата на сградите - алуминиева студен профил с единично остъкляване. Отвън фасадните стените имат облицовка от варовикови плочи или външна мазилка, а отвътре – циментo пясъчна мазилка.

Преобладаващо подовете са под към земя и под над „неотопляем“ сутерен и малка част - под към външен въздух.

Покривите на сградите са предимно са плоски стоманобетонни с различна структура – стоманобетонна плоча с битумна хидроизолация и терасовидни покриви с теракот. Има и покриви, с по-малка площ, с поликарбонатни плоскости и остъклени (закалено стъкло).

В периода 1991-2001г са извършени различн дейности свързани с обновяване, реконструкция и пристрояване на неголеми части към сградите. В резултат са променени и топлофизичните характеристики на сградите.

В част от сградите фасадните стени са непроменени - стоманобетонни панели с дебелина 16cm без топлоизолация. Налични са и стоманобетонни стени с дебелина 25см и малка част – стени тухлен зидария 25см.

Част от фасадните стени са топлоизолирани с EPS с дебелина 40mm λ=(0.040-0.042)W/mK. В хотел Лагуна Гарнер с топлоизолация са 66,12% от всички фасадни стени, в Лагуна Бийч са топлоизолирани 58,25% от площта на всички фасадни стени, хотел Гергана – 11,6%. В хотел Мура 5,2% от фасадните стени са с посочената топлоизолация, а 7,8% - с EPS с дебелина 20mm и λ=0.042W/mK.

Дограмата преобладаващо е алуминиева студен профил, с различно остъкление: единично кафяво тонирано стъкло 5 и 10mm, единично светло синьо тонирано стъкло 5mm и единично бяло стъкло 5 и 10mm,. Част от витрините са с алуминиеви профили с прекъснат термомост и двоен стъклопакет 24 мм бяло/бяло стъкло. Вратите преобладаващо са плътни, от MDF.

Има сгради в които алуминиевата дограма е подменена с четирикамерна PVC – в хотел Лагуна Бийч това са 60,55% от общата площ, в хотел Лагуна Гарнер - 59,5%. В хотел Лагуна Маре 82% от цялата дограма е подменена с четирикамерна PVC.

По отношение на покривите има такива с положена топлоизолация с различна дебелина (40-80) mm EPS. В хотел Гергана това са 83,4%, хотел Мура 25,5% от общата площ на покривите. Изцяло топлоизо-лирани са покривите (без остъклените части) на хотелите Лагуна Гарнер, Лагуна Бийч, Лагуна Маре и хотел Нона.

По отношение на подовете предприетите мерки са свързани само с подмяна на подовите покрития.

Създадени са модели на сградите със софтуерния продукт EAB Software HC 1.0 обхващащи целите комплекси и всички системи. Като отделни зони са моделирани хотелската част и ресторанта. Отразено е потреблението на енергия от всички системи: охлаждане, вентилация, осветле-ние, битова-гореща вода, уреди – влияещи и невлияещи на топлинния баланс.

Коефициентите на топлопреминаване на ограждащите елементи и съответните референтни стойности са изчислени по методиките от Наредба 7 за енергийна ефективност на сгради.

В рамките на календарната година сградите се използват шест месеца – от май-до октомври.

Отчитайки енергийните източници за всяка система е определена интегрираната енергийна характеристика на сградите и определен класът на енергопотребление съгласно скалата за сгради за обществено обслужване в областта на хотелиерството.

Всички сгради отговарят на изискванията за енергийна ефективност. Три от тях принадлежат към клас на енергопотребление А, една към клас С и всички останали към клас В.

В табл.1 са представени данни за сградите и техните ограждащи елементи, използвани при моделиране на сградите – на хотелска част. За различните ограждащи елементи са дадени сумарните им площи и обобщени коефициенти на топлопреминаване, а за дограмата - и обобщен коефициент на енергопреминаване. В скоби са посочените референтните обобщени коефициенти на топлопреминаване към сега действащите нормативни изисквания.

Анализирано е влиянието само на топлофизичните характеристики на огражд-

дащите елементи върху разхода на енергия за охлаждане – нетна енергия, а не брутна. За целите на анализа в моделите на сградите са премахнати вътрешните топлинни източници – уреди, осветление, хора. Обект на анализа са само хотелските части.

Сградите се намират при еднакви външни климатични условия и с цел коректно сравняване на енергопотреблението за охлаждане, са приети еднакви параметри на микроклимата - температура и относителна влажност. Също така не е отчетено влиянието на вентилационните системи, които в хотелската част са само в зоната на рецепция и лоби бара.

Моделите на сградите в режим на охлаждане са при проектна температура 25^0C, без температура с повишение и относителна влажност 55%.

Разхода на енергия за охлаждане зависи както от коефициентите на топло-преминаване така и от площите на съответните ограждащи елементи. Като параметри характеризиращи охладителния товар за сметка на топлопреминаване през ограждащите елементи са приети коефи-циентите на пренос на топлина H:

$$H_{wall} = A_{wall}U_{wall}\ ;\ H_{roof} = A_{roof}U_{roof};$$
$$H_{win} = A_{win}U_{win};\ H_{floo} = A_{floor}U_{floor} \qquad (1)$$

където:

-A_{wall}, A_{roo}, A_{win} A_{floor} са площите на стени, покрив, дограма и под, m^2

-U_{wall}, U_{roo}, U_{win}, U_{floor} са обобщените коефициенти на топлопреминаване на стени, покрив, дограма и под, W/m^2K.

Влиянието на инфилтрирания въздух е отчетено чрез коефициента на пренос на топлина

$$H_v = (c.p)_a.n.V,\ W/K \qquad (2)$$

Където:

$(c.p)_a$=0,34Wh/(m^3K) – специфичен обемен капацитет на въздуха;

n- средно часова кратност на въздухообмена в пространството, h^{-1};

V- нетен обем на кондиционираното пространство, m^3

Охладителния товар от слънчево облъчване е отчетен чрез ефективната площ на ограждащите елементи

-за непрозрачните елементи:

$$A_{sol} = \alpha_{s,c.}R_{se.}U_{c.}A_c \qquad (3)$$

$\alpha_{s,c.}$-коефициент на поглъщане на слънчева радиация от повърхността;

$R_{se.}$- външно термично съпротивление на повърхността m^2K/W;

$U_{c.}$ – коефициент на топлопреминаване на елемента, W/m^2K;

A_c - площ на ограждащия елемент, m^2

-за прозрачни елементи:

$$A_{sol} = F_{sh,gl}.F_w.g_{gl,n}.\ (1-F_F)A_{w,p},\ m^2 \qquad (4)$$

където:

$F_{sh,gl}$ – фактор на засенчването;

F_w – коригиращ фактор за неперпендикулярност на лъчението;

$g_{gl,n.}$ – действителен коефициент на сумарна пропускливост на слънчева енергия при перпендикулярно лъчение;

F_F – фактор на рамката;

$A_{w,p}$, - пълна площ на елемента, m^2

$$A_{sol} = g.A_{w,p},\ m^2 \qquad (5)$$

където: g – коефициент на енергопреминаване

Сравнителен анализ на получените резултати за консумирана енергия за охлаждане в сградите може да се направи с помощта на подходящ регресионен модел. Първата стъпка в подготовката на този модел е избор на влияещите фактори. Като цяло, значително въздействие оказват климатичните фактори, които в този случай не се изследват, тъй като се разглежда конкретни сгради, разположени в курорта Албена. Приети са еднакви параметри на вътрешния микриклимат.

Табл. 1 Данни за сградите и ограждащите елементи

хотел	година на въвеждане в експл.	РЗП	А	стени		дограма			под		покрив		Обем бруто	Обем нето	леглова база
		m^2	m^2	A,m^2	U, W/m^2K	A,m^2	U, W/m^2K	g	A,m^2	U, W/m^2K	A,m^2	U, W/m^2K	m^3	m^3	Бр.
Гергана	1974	10807	9526,5	3663,8	3,093	2543,6	5,8	0,42	1983,8	0,41	1983,8	0,89	25881	23919	575
					(0,28)		(1,7)			(0,18)	0,89	(0,25)			
Боряна	1974/2000	7066	6262,4	2072	3,224	1984,3	5,576	0,4	1264	0,59	1248	0,51	18212	16150	303
					(0,28)		(1,72)			(0,28)		(0,25)			
Елица	1974/1991	6842	5990	2197	3,225	1689,4	5,593	0,4	1401,3	0,62	1405	0,49	17700	15583	349
					(0,28)		(1,72)			(0,28)		(0,25)			
Лагуна Бийч	1971/2000	11178	10112	2698,67	1,731	2486	2,297	0,45	3154	0,58	2890,2	0,46	26027	24270	390
					(0,28)		(1,54)			(0,24)		(0,25)			
Лагуна Гарнер	1971/2001	8816,3	7668	3136,5	1,47	1913,8	2,95	0,45	2404	0,56	2379	0,43	23250	21258	275
					(0,28)		(1,53)			(0,24)		(0,28)			
Лагуна Маре	1971/2000	8067	7244	2286	3,351	1608,5	2,597	0,41	2014	0,54	1966	0,61	16749	14209	295
					(0,28)		(1,49)			(0,27)		(0,26)			
Мура	1974/2000	8892	7989	1839,4	2,91	1976,4	6,032	0,44	1948,8	0,39	1948,8	0,6	20030	18901	389
					(0,28)		(1,7)			(0,21)	0,6	(0,25)			
Нона	1974/1996	7471	6495	2004,8	3,236	1976,48	5,71	0,4	1454,4	0,64	1454,4	0,705	18779	16735	346
					(0,28)		(1,72)			(0,28)	0,705	(0,25)			
Славуна	1974/1995	5736	4795	2313,76	3,323	1311	5,503	0,39	1425,2	0,538	1425,2	0,51	13850	12657	246
					(0,28)		(1,73)			(0,26)	0,51	(0,25)			

( ) референтни стойности на коефициентите на топлопреминаване

Основните влияещи фактори, които са отчетени при разработването на модела са:

- коефициентите на пренос на топлина на огарждащите елементи стени H_{wall}, дограма H_{win} , под H_{floor} и покрив H_{roof};
- коефициенти на пренос на топлина чрез инфилтрация H_v;
- ефективната площ на ограждащите елементи: прозрачни $A_{sol,win}$ и плътни $A_{sol,wall}$.

По данните от табл. 1 са определени коефициентите на пренос на топлина и ефективните площи на ограждащите елементи. Определени са относителни стойности на тези величи – отнесени са към кондиционираната площ А. Получените стойности са дадени в табл.2.

За моделиране на сградите е използван софтуерния продукт ENSI EAB Software HC 1.0 като е изчислена нетната енергията $E_{нетна,}$ kWh/m^2 за охлаждане при отсъствие на вътрешни топлинни източници.

Табл.2 Стойности на относителните коефициенти на пренос на топлина и ефективни площи

	Y	X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	X_6	X_7
	Енетна	Hv/A	Hwall/A	Hwin/A	Hroof/A	Hfloor/A	Asol,win./A	Asol,wall/A
	kWh/m^2	W/m^2K	W/m^2K	W/m^2K	W/m^2K	W/m^2K	-	-
Славуна	14,12	0,449	1,604	1,505	0,152	0,160	0,107	0,029
Нона	14,79	0,438	0,999	1,737	0,158	0,143	0,122	0,019
Мура	13,22	0,402	0,670	1,493	0,146	0,095	0,109	0,013
Лагуна маре	15,17	0,333	1,057	0,577	0,165	0,150	0,091	0,022
Лагуна Гарднер	18,07	0,471	0,601	0,736	0,133	0,175	0,112	0,013
Лагуна Бийч	26,09	0,775	0,462	0,711	0,131	0,181	0,123	0,010
Гергана	16,73	0,427	1,189	1,549	0,177	0,082	0,112	0,023
Елица	12,64	0,442	1,183	1,577	0,115	0,145	0,113	0,021
Боряна	15,87	0,494	1,067	1,767	0,102	0,119	0,127	0,020

При регресионния анализ е изследван линеен модел, имащ коефициента на детерминация R=0,99963.

Регресионната линия е:

$$Y = -6{,}992+22{,}488.X_1 -11{,}18\ X_2-5{,}87.X_3+ +13{,}423X_4-26{,}635.X_5+165{,}337.X_6+763{,}371\ X_7 \quad (6)$$

Проверката показва че получените резултати са надеждни (статистически значими):

- стойността на Significance F е 0,004363<0.05 при прието Confidence level 95%;-
- всички P-стойности с изключение на една са по-малки от 0,05 (0,0357; 0,0077; 0,0466, 0,0158; 0,065; 0,012; 0,02; 0,037)

Полученото уравнение показва че намаляване на нетната енергия за охлаждане се получава при намаляване на факторите X_1, X_4, X_6, X_7.и при увеличаване на факторите X_2, X_3, X_5..

При така избраните фактори тяхната промяна не е еднозначно определена. Примерно нарастването на X_2, X_3, X_4, X_5 може да е свързано с нарастване на площта или коефициента на топлопреминаване на ограждащия елемент.

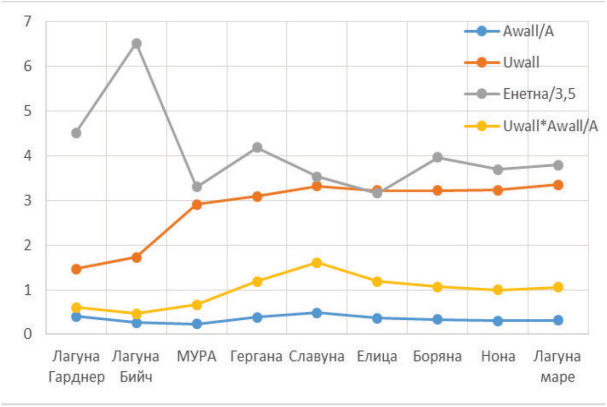
Необходимо е да се анализа всяка сграда отделно, задавайки различни стойности на коефициентите на топлопреминаване и енергопреминаване.

На фиг.1 и 2 е показано изменението на параметри от регресионния анализ за различните сгради. На фиг. 1 са дадени, за различните сгради, стойностите на обоб-щения коефициент на топлопреминаване на стените U_{wall}, на площта на стените отнесена към охлаждаемата площ A_{wall}/A, на фактора $X_2=U_{wall}$. A_{wall}/A и на нетната енергия за охлаждане $E_{нетна}$. Аналогично данните от фиг 2 се отнасят за дограмата.

Максимална стойност на нетната енергия за охлаждане се наблюдава при хотел Лагуна Бийч и Лагуна Гарнер, където има най-ниски стойности на факторите H_{wall}/A и H_{win}/A..

От фиг. 1 се вижда че за различните сгради относителната площ на стените слабо се мени, докато коефициентът на топло-

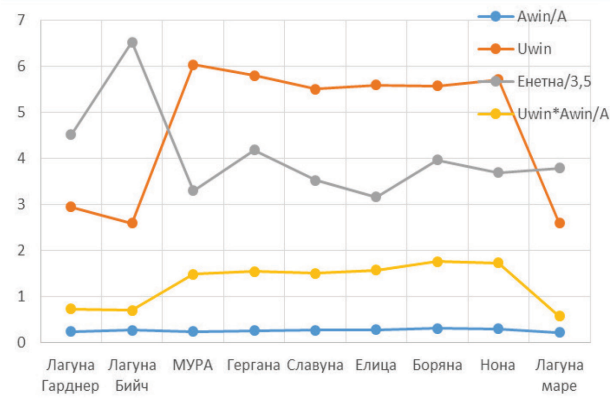
преминаване за сградите на Лагуна Бийч и Лагуна Гарнер е чувствително по-малък. Тоест фактора $X_2=U_{wall}$. A_{wall}/A при тези сгради е по-малък поради по-ниския U_{wall}.



***Фиг. 1**. Стойности на фактора X_2 и Y*

От фиг. 2 могат да се направят аналогични изводи по отношение на дограмата. За различните сгради $A_{WИН}/A$ се променя незначително. За хотели Лагуна Бийч и Лагуна Гарнер коефициентът на топлопреминаване на дограмата е значително по-нисък, поради което и фактора $X_3= H_{win}/A$ има по-малка стойност.

От получената регресионната линия се вижда че коефициентите на факторите X_2 и X_3 са отрицателни, тоест намаляването на тези фактори води до увеличаване на нетната енергия за охлаждане.



***Фиг. 2**. Стойности на фактора X_3 и Y*

Лагуна Бийч и Лагуна Гарнер са двете сгради с най-голям процент топлоизолирани стени и подменена алуминиева дограма с единично остъкление с четирикамерна PVC с двоен стъклопакет.

При подмяна на алуминиевата дограма единични тонирани стъкла с PVC с двоен бял стъклопакет, фактора $X_6 = A_{sol,win}$ се променя незначително, поради промяна както на действителен коефициент на сумарна пропускливост на слънчева енергия при перпендикулярно лъчение $g_{gl,n}$ така и на фактор на рамката F_F

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направено е моделиране на сградите в режим на охлаждане със софтуерния продукт EAB Software HC 1.0.

Коефициентите на топлопреминаване на ограждащите елементи са значително по-големи от съответните референтни стойности.

Независимо от това всички сгради отговарят на изискванията за енергийна ефективност. Три от тях принадлежат към клас на енергопотребление А, една към клас С и всички останали към клас В.

Анализирано е влиянието на топло-физичните характеристики на ограждащите елементи. За целта е определена нетната енергия за охлаждане при отсъствие на вътрешни топлинни източници.

С помощта на регресионния анализ е получен линеен модел, имащ коефициента на детерминация R=0,99963, позволяващ да се оцени въздействието на отделните фактори върху нетната енергия за охлаждане.

Реализираните вече мерки, топлоизолиране на стени и подмяна на алуминиева дограма с единично стъкло с PVC двоен стъклопакет, имат отрицателен ефект и са довели до увеличаване на нетната енергия за охлаждане в съответните сгради.

REFERENCE

[1] MRRB, Naredba №7 ot 2004g za energijna efektivnost na sgradi, izm. i dop. DV br.93 ot 21 Noemvri 2017g.

[2] Naredba № E-RD-04-2 ot 22.01.2016g za pokazatelite za razhod na energya i energijnite harakteristiki na sgradite, DV, br.10 ot 5.02.2016g., v sila ot 7.03.2016g

ОПТИМИЗАЦИЯ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА ОГРАЖДАЩИТЕ ЕЛЕМЕНТИ НА СГРАДИ В РЕЖИМ НА ОТОПЛЕНИЕ И ОХЛАЖДАНЕ

Мария Райкова[1], Ивайло Цвятков[2]
[1]*Технически Университет Габрово, maria_raykova@abv.bg*
[2]*Технически Университет Габрово, ivo_bioklima@abv.bg*

OPTIMIZATION OF THE PARAMETERS OF THE ENCLOSING ELEMENTS OF BUILDINGS IN HEATING AND COOLING MODE

Mariya Raykova[1], Ivaylo Tsvyatkov[2]
[1]*Technical University-Gabrovo, maria_raykova@abv.bg*
[2]*Technical University-Gabrovo,* ivo_bioklima@abv.bg

Abstract

The influence of the parameters of the enclosing elements of buildings on the energy required for heating and cooling has been studied. For this purpose, buildings are modeled with different combinations of heat transfer coefficients of walls, roof, and joinery and with different energy transfer coefficients of the joinery.

Based on the calculation results, regression models have been developed for the energy required for heating and cooling. The optimal value of the factors has been established.

Keywords: buildings, energy efficiency, modeling, enclosing elements, regression analysis, optimization

ВЪВЕДЕНИЕ

Наредба 7 за енергийна ефективност на сгради регламентира изискванията за стойностите на коефициентите на топлопреминаване на ограждащите елементи на нови сгради, а също така и условията за съответствие с изискванията за енергийна ефективност. Съществуващите обществени и жилищни сгради са с топлотехнически параметри, които силно се различават от заложените в Наредба 7.

При обновяване и реконструкция на сгради се предприемат мерки свързани с топлоизолиране на ограждащи елементи и подмяна на дограма с цел намаляване на разходите за отопление и охлаждане. Значителната стойност на реализирането на енергоспестяващите мерки и голямото разнообразие от технически решения усложняват избора на оптимално решение.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Анализа обхваща девет сгради намиращи се в курорта Албена. В някои от сградите реализирани мерки, топлоизолиране на стени и подмяна на алуминиева дограма с единично стъкло с PVC двоен стъкло-пакет, имат отрицателен ефект и водят до увеличаване на нетната енергия за охлаждане [1]. В същото време е налице стремеж сградите да се използват целогодишно.

В тази статия се разглежда влиянието на: дебелината на топлинната изолация на стените; дебелина на топлинната изолация на покрива; коефициента на топло и енерго преминаване на дограмата върху енергията необходима за отопление и охлаждане на сгради.

Данни за сградите и техните ограж-дащи елементи са представени в [1].

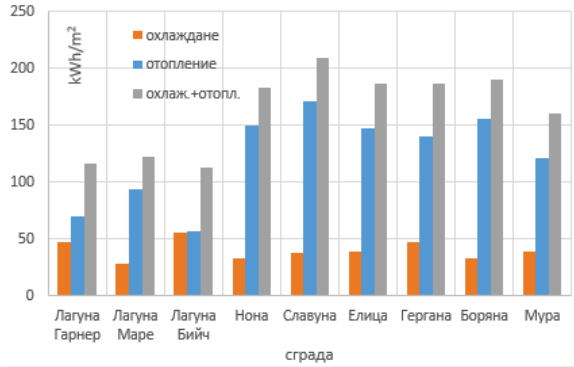
За моделиране на сградите е използван софтуерния продукт ENSI EAB Software HC 1.0.

Сградите са моделирани в режим на охлаждане и отопление при различни комбинации на топлофизичните характеристики на ограждащите елементи.

Моделите на сградите в режим на охлаждане са при проектна температура и температура с повишение 25^0C и относителна влажност 55%, а в режим на отопление – $19,5^0$C.

От получените модели е определена сумарната нетна енергия за охлаждане и отопление.

При съществуващото състояние на сградите, с изключение на хотели Лагуна Бийч и Лагуна Гарнер, разхода за отопление би бил многократно по-голям от този за охлаждане фиг.1.



***Фиг. 1**. Нетна енергия за охлаждане и отопление*

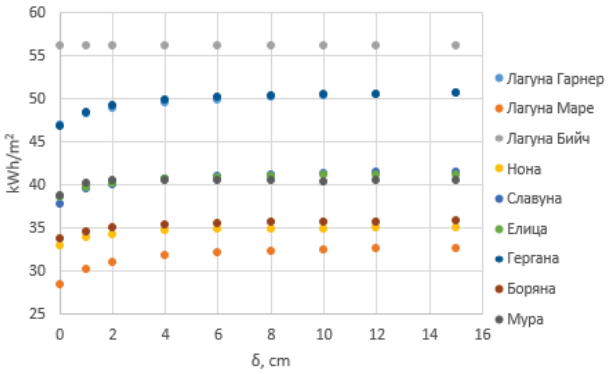
В хотел Лагуна Гарнер топлоизолирани са 66,12% от всички фасадни стени, а в Лагуна Бийч - 58,25%. В двете сгради около 60% от дограмата е подменена с PVC двоен стъклопакет, а покривите са изцяло топлоизолирани [1].

В Лагума Бийч при съществуващото състояние сумарната нетна енергия за отопление и охлаждане са приблизително еднакви. В Лагуна Гарнер – сумарната нетна енергия за отопление е 1,49 пъти по-голяма от тази за охлаждане.

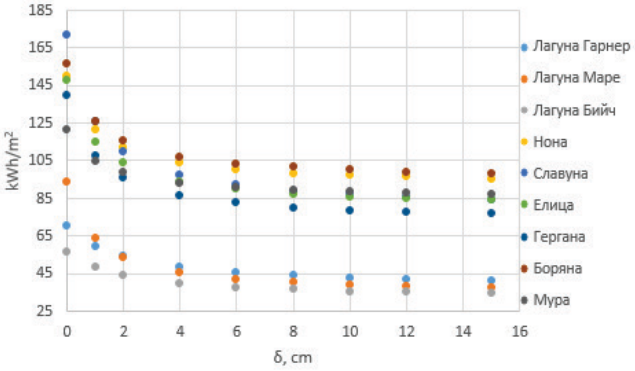
Може ли да се оптимизират параметрите на ограждащите елементи с цел намаляване на разхода за охлаждане и отопление?

Топлоизолирането само на стените позволява значително да се намали разхода на енергия за отопление при съпътстващо го увеличение на разхода за охлаждане. На фиг. 2 е показано изменението на сумарния нетен разход на енергия за охлаждане при различна дебелина на изолацията на стените при λ=0.035W/mK, а на фиг.3 – за отопление.

При полагане на топлизолация с дебелина 1-6cm има значително намаляване на енергията за отопление и по-малко нарастване на тази за охлаждане



***Фиг. 2**. Нетен разход за охлаждане при различна дебелина на топлоизолацията*

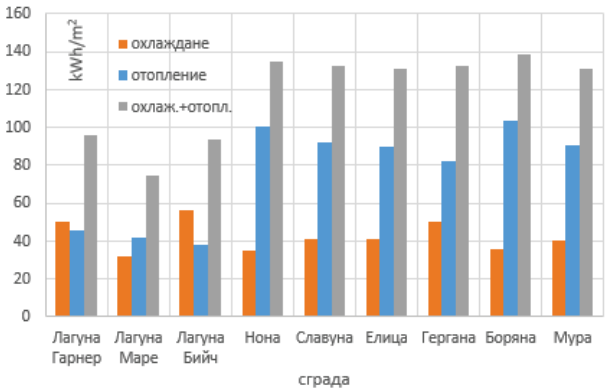


***Фиг. 3**. Нетен разход за отопление при различна дебелина на топлоизолацията*

На фиг. 4 е показан разхода на сумарната нетна енергия за охлаждане и отопление при топлоизолиране на стените с дебелина на изолационния слой 6cm и λ=0.035W/mK.

Сравнението между фиг.1 и фиг. 4 показва че енергията за охлаждане за отделните сгради нараства с (5-13)%, а тази за отопление – намалява с (25-55)%.

В случай на „охлаждане+отопление“ намалението на сумарната нетна енергия е рамките на (16-30)%.



***Фиг. 4**. Нетна енергия за охлаждане и отопление δ=6ст*

Сградите са моделирани в режим на охлаждане и отопление при различни комбинации на топлофизичните характеристики на ограждащите елементи.

В табл.1 са дадени използваните стойности на факторите - обобщените коефициенти на топлопреминаване и енергопреминаване. За стените – те съответстват на топлоизолация с λ=0.035W/mK и дебелини 6, 8, 10 и 12см; за покрива – топлоизолация с λ=0.035W/mK и дебелини 0, 5, 10 и 15см.

Табл.1 Стойности на факторите

Сграда	X_1	X_2	X_3	X_4
	g	Uwall	Uroof	Uwin
	-	W/m^2K	W/m^2K	W/m^2K
Лагуна Маре	0,41	0,50	0,61	1,47
	0,33	0,39	0,33	1,93
	0,28	0,32	0,22	
		0,27	0,17	
Гергана	0,42	0,49	0,89	1,5
	0,37	0,38	0,39	2,0
	0,28	0,31	0,25	
		0,27	0,185	
Лагуна Гарнер	0,41	0,55	0,43	1,61
	0,39	0,42	0,27	1,79
	0,34	0,34	0,19	
		0,28	0,15	
Елица	0,39	0,49	0,49	1,48
	0,35	0,39	0,29	1,96
	0,27	0,32	0,20	
		0,27	0,16	
Славуна	0,40	0,50	0,51	1,47
	0,36	0,39	0,30	1,94
	0,26	0,32	0,21	
		0,27	0,16	
Лагуна Бийч	0,46	0,44	0,46	1,66
	0,43	0,35	0,28	1,84
	0,39	0,29	0,20	
		0,25	0,155	
Боряна	0,40	0,49	0,49	1,48
	0,36	0,39	0,29	1,96
	0,27	0,32	0,20	
		0,27	0,16	
Нона	0,40	0,49	0,705	1,5
	0,36	0,38	0,35	2,0
	0,30	0,32	0,23	2,8
		0,27	0,175	
Мура	0,45	0,47	0,60	1,5
	0,40	0,37	0,32	2,0
	0,29	0,30	0,22	
		0,26	0,17	

Алгоритъма за генериране на различните модели на сградите е : за дадена дограма (g, U_{win}) - модели с всеки тип стена(4типа) , като за даден тип стена – модели с четири типа покрив. Дограма заложена в меделите е – PVC(тип A1) и алуминиева (тип A2) двоен стъклопакет, PVC (тип B1) и алуминиева (тип B2) двоен стъклопакет със селективно нискоемисион-но покритие и PVC(тип C1) алуминиева (тип C2) тройно остъкление с две селективни нискоемисионни покрития.

С помощта на регресионен модел за всяка сграда е направен сравнителен анализ на получените резултати за сумарната нетна енергия, само при охлаждане, само при отопление и при охлаждане плюс отоп-ление. Като цяло, значително въздействие оказват климатичните фактори, които в този случай не се изследват, тъй като се разглежда конкретни сгради.

Основните влияещи фактори, които са отчетени при разработването на модела са: коефициента на енергопреминаване на дограмата X_1=g, коефициентите на топло-преминаване на ограждащите елементи - стени $X_2 = U_{wall}$, покрив $X_3 = U_{roof}$ и дограма $X_4 = U_{win}$.

Получените резултати от регресионните модели, за всяка сграда, са показани в табл. 2-10

Проверката показва че получените резултати са надеждни:

-стойността на Significance F е много по-малка от 0.05 при прието Confidence level 95%;-

- всички P-стойности са много по-малки от 0,05 .

. *Табл.2 Регресионен модел хотел Лагуна Маре*

Лагуна Маре	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obser-vations
охл.	0,99985	0,99969	0,999676	0,077644	96
отопл.	0,92371	0,98480	0,984133	0,54544	96
ох.+от.	0,99146	0,98299	0,982245	0,574474	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=3,3149+79,227*X_1-2,2778*X_2+0,7447*X_3-2,590*X_4$				
отопл.	$Y=7,273-34,278*X_1+15,951*X_2+14,583*X_3+11,395*X_4$				
ох.+от.	$Y=10,588+44,951*X_1+13,674*X_2+15,328*X_3+8,805*X_4$				

Табл.3 Регресионен модел хотел Гергана

Гергана	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,99980	0,99959	0,999571	0,13294	96
отопл.	0,99118	0,98242	0,981657	0,63997	96
ох.+от.	0,99355	0,98714	0,986579	0,67041	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=18,687+108,31*X_1-3,994*X_2-0,542*X_3-4,530*X_4$				
отопл.	$Y=-3,194-28,581*X_1+18,169*X_2+9,227*X_3+12,758*X_4$				
ох.+от.	$Y=15,493+79,729*X_1+14,175*X_2+8,684*X_3+8,229*X_4$				

Табл.4 Регресионен модел хотел Елица

Елица	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,99990	0,99979	0,999784	0,06978	96
отопл.	0,99797	0,99595	0,99577	0,29332	96
ох.+от.	0,99755	0,99511	0,99490	0,31179	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=11,563+93,227*X_1-2,444*X_2-1,204*X_3-3,291*X_4$				
отопл.	$Y=4,028-36,708*X_1+18,722*X_2+11,850*X_3+14,358*X_4$				
ох.+от.	$Y=15,591+56,519*X_1+16,278*X_2+10,647*X_3+11,066*X_4$				

Табл.5 Регресионен модел хотел Славуна

Славуна	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,99945	0,99890	0,99886	0,17554	96
отопл.	0,99900	0,99800	0,99792	0,22853	96
ох.+от.	0,99823	0,99645	0,99630	0,289655	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=15,523+86,565*X_1-3,029*X_2-0,056*X_3-3,246*X_4$				
отопл.	$Y=5,067-38,095*X_1+24,512*X_2+15,451*X_3+14,089*X_4$				
ох.+от.	$Y=20,590+48,470*X_1+21,483*X_2+15,395*X_3+10,843*X_4$				

Табл.6 Регресионен модел хотел Лагуна Бийч

Лагуна Бийч	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,99963	0,99257	0,99225	0,28716	96
отопл.	0,99761	0,99523	0,99502	0,18439	96
ох.+от.	0,99812	0,99624	0,99608	0,19044	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=-0,760+120,221*X_1-0,782*X_2-0,523*X_3-3,175*X_4$				
отопл.	$Y=0,051-40,342*X_1+13,358*X_2+14,131*X_3+15,417*X_4$				
ох.+от.	$Y=-0,709+79,879*X_1+12,576*X_2+13,608*X_3+12,242*X_4$				

Табл.7 Регресионен модел хотел Лагуна Гарнер

Лагуна Гарнер	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,99934	0,98679	0,986214	0,32229	96
отопл.	0,99925	0,99851	0,99844	0,12466	96
ох.+от.	0,99345	0,98702	0,98645	0,35925	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=13,804+90,044*X_1-4,239*X_2-0,266*X_3-4,198*X_4$				
отопл.	$Y= 4,581-32,740*X_1+20,623*X_2+16,659*X_3+13,233*X_4$				
ох.+от.	$Y=18,386+57,305*X_1+16,384*X_2+16,394*X_3+9,035*X_4$				

Табл.8 Регресионен модел хотел Боряна

Боряна	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,99107	0,98223	0,98144	0,76196	96
отопл.	0,99798	0,99595	0,99578	0,32310	96
ох.+от.	0,98659	0,97336	0,97219	0,82283	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=7,608+100,313*X_1-4,323*X_2-0,056*X_3-3,053*X_4$				
отопл.	$Y=10,349-41,484*X_1+13,519*X_2+10,932*X_3+16,675*X_4$				
ох.+от.	$Y=17,957+58,829*X_1+9,196*X_2+10,876*X_3+13,622*X_4$				

Табл.9 Регресионен модел хотел Нона

Нона	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,92052	0,84737	0,94297	1,59423	144
отопл.	0,99650	0,99301	0,99281	0,78312	144
ох.+от.	0,98240	0,98485	0,98441	0,94048	144
	Регресионна линия				
охл.	$Y=17,832+76,295*X_1-2,655*X_2-0,194*X_3-3,611*X_4$				
отопл.	$Y=0,854-30,877*X_1+15,790*X_2+11,736*X_3+16,168*X_4$				
ох.+от.	$Y=18,685+45,418*X_1+13,125*X_2+11,541*X_3+12,557*X_4$				

Табл.10 Регресионен модел хотел Мура

Мура	Multiple R	R Square	Adjusted R Square	Standard Error	Obs.
охл.	0,99799	0,99597	0,99580	0,37709	96
отопл.	0,97094	0,94272	0,94020	1,39869	96
ох.+от.	0,95106	0,90452	0,90032	1,38439	96
	Регресионна линия				
охл.	$Y=18,073+84,416*X_1-3,184*X_2-2,177*X_3-4,590*X_4$				
отопл.	$Y=3,706-47,292*X_1+11,294*X_2+12,250*X_3+15,775*X_4$				
ох.+от.	$Y=21,779+37,124*X_1+8,110*X_2+10,073*X_3+11,185*X_4$				

Получените регресионни уравнения показват че:

- в режим на охлаждане намаляване на сумарната нетна енергия се получава при намаляване на фактора X_1(коефициент на енергопреминаване) и при увеличаване на факторите (коефициенти на топлопреминаване) X_2, X_3, X_4.;

- в режим на отопление -намаляване на сумарната нетна енергия се получава при увеличаване на фактора X_1(коефициент на енергопреминаване) и при намаляване на факторите (коефициенти на топлопреминаване) X_2, X_3, X_4.;

- при реализиране на охлаждане и на отопление - намаляване на сумарната нетна енергия се получава при намаляване на всички фактори (коефициенти на топлопреминаване) X_1, X_2, X_3, X_4.;

При така избраните фактори, за всички сгради и в трите режима – отопление, охлаждане или сумарно, най-голям по абсолютна стойност е коефициента на X_1, тоест той най - съществено влияе на сумар-ната нетна енергия.

От факторите X_2, X_3, и X_4 определящ в режим на охлаждане в 7 от сградите е $X_4 = U_{win}$, а в 2 сгради е $X_2 = U_{wall}$. В режим на отопление - в 4 от сградите е $X_4 = U_{win}$, а в 5 сгради е $X_2 = U_{wall}$ и режим охлаждане-отопление в 4 сгради с най-голяма тежест е $X_2 = U_{wall}$, в три сгради - е $X_3 = U_{roof}$ и в 2 сгради - $X_4 = U_{win}$.

За всяка сграда са определени стойностите на факторите X_1, X_2, X_3 и X_4 при които сумарната нетна енергия за охлаждане, отопление и сумарно имат минимални стойности.

В табл. 11, 12 и 13 са дадени техните стойности. За факторите X_2 и X_3 са посочени стойностите на коефициента на топлопреминаване U, W/m^2K и дебелината на изолацията δ, cm.

Табл. 11 Оптимални стойностина факторите

сграда	охлаждане		
	дограма	U_{wal}l/δ	U_{roof}/δ
Лагуна Маре	C2	0,50/6	0,17/15
Гергана	C2	0,49/6	0,89/0
Лагуна Гарнер	C2	0,55/6	0,43/0
Елица	C2	0,49/6	0,49/0
Славуна	C2	0,50/6	0,16/15
Лагуна Бийч	C2	0,44/6	0,46/0
Боряна	C2	0,49/6	0,20/10
Нона	C2	0,49/6	0,35/5
Мура	C2	0,47/6	0,60/0

Табл. 12 Оптимални стойностина факторите

сграда	отопление		
	дограма	U_{wal}l/δ	U_{roof}/δ
Лагуна Маре	A1	0,27/12	0,17/15
Гергана	A1	0,27/12	0,19/15
Лагуна Гарнер	A1	0,28/12	0,15/15
Елица	A1	0,27/12	0,16/15
Славуна	A1	0,27/12	0,16/15
Лагуна Бийч	A1	0,25/12	0,16/15
Боряна	A1	0,27/12	0,16/15
Нона	A1	0,27/12	0,18/15
Мура	A1	0,26/12	0,17/15

Табл. 13 Оптимални стойностина факторите

сграда	охлаждане+отопление		
	дограма	U_{wal}l/δ	U_{roof}/δ
Лагуна Маре	B1	0,27/12	0,17/15
Гергана	B3	0,27/12	0,19/15
Лагуна Гарнер	B3	0,28/12	0,15/15
Елица	C1	0,27/12	0,16/15
Славуна	C1	0,27/12	0,16/15
Лагуна Бийч	C1	0,25/12	0,16/15
Боряна	C1	0,27/12 0,32/6	0,16/15
Нона	C1	0,27/6	0,18/15
Мура	C1	0,26/6	0,17/15

Налице са противоположни закономерности - промяната на даден фактор води до противоположни промени на енергията за охлаждане и на тази за отопление. В този аспект за сгради които се отопляват и охлаждат е особено важен целесъобразния избор на параметрите на ограждащите еле-

менти – коефициенти на топлопре-минаване и на енергопреминаване.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направено е моделиране на сградите в режим на охлаждане и отопление със софтуерния продукт EAB Software HC 1.0.

Анализирано е влиянието на топло-физичните характеристики на ограждащите елементи. За целта е определена нетната енергия за охлаждане при отсъствие на вътрешни топлинни източници.

С помощта на регресионния анализ са получени линейни модели, имащи коефициента на детерминация блисък до 1, позволяващи да се оцени въздействието на отделните фактори върху сумарната нетната енергия за охлаждане, отопление и общо при охлаждане и отопление.

За всяка от сградите са определени стойностите на факторите X_1, X_2, X_3 и X_4 при които сумарната нетна енергия за охлаждане, отопление и общо имат минимални стойности.

REFERENCE

[1] Raykova M., Tsvyatkov I., Analysis of net energy consumption for cooling hotel buildings, UNITECH 2021, Gabrovo

[2] Naredba №7 ot 2004g za energijna efektivnost na sgradi.

[3] Naredba № E-RD-04-2 ot 22.01.2016g za pokazatelite za razhod na energy i energijnite harakteristiki na sgradite.

COMMUTATION-MODULATION METHOD AND MEANS OF DETERMINING ACUPUNCTURE POINTS

Konstantyn Shevchenko[1], Oleksiy Yanenko[1], Mikhail Prokofiev[2], Sergey Peregudov[1], Vasyl Kuz[3]

[1] *Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute*
[2] *Vasyl Stus Donetsk National University*
[3] *Ternopil Ivan Puluj National Technical University*

Abstract

The authors developed an algorithm for measuring noise signals to determine acupuncture points using switching-modulation conversion of information signals. The functional scheme of means (device) concerning realization of the developed algorithm is offered. A characteristic feature of the developed method and the proposed device is the use of the patient's own electrical noise signals, which allows to conduct research without the influence of external electrical signals on the human body. The original algorithm of the device provides high sensitivity and eliminates the influence of temperature and instability of the parameters of the circuit elements on the measurement result, which increases the accuracy of determining the acupuncture points. The original algorithm of the device provides high sensitivity and eliminates the influence of temperature and instability of the parameters of its elements on the measurement result, which increases the accuracy of determining the acupuncture points.

Keywords: commutation-modulation transformation, electropuncture diagnostics, acupuncture points, electrical resistance, thermal noise.

INTRODUCTION

When conducting microwave, laser, thermal and other types of diagnostic and therapeutic procedures, methods are increasingly used that involve interaction with points of human acupuncture (electropuncture diagnostics, electropuncture therapy, reflexology, etc.) [1, 2] In some cases, electropuncture diagnostics) provides a fairly high reliability of the results and can be used along with thermographic and ultrasound examinations of patients [3]. One of the problems that arises during ED is to correctly determine the position of acupuncture points (AP) on the human skin. The simplest method of finding AP is to measure the electrical resistance of the skin surface. Electrical measurements in AP confirm the minimum value of electrical resistance in relation to other areas of the skin [4]. At the same time, traditional methods of measuring the electrical resistance of the skin require the passage of electric current through the AP, which can change its parameters, as well as affect the patient's condition. This is especially true for people who use pacemakers. In addition, the measurement result significantly depends on the temperature and humidity of the skin surface, as well as the amount of current used in the measurements. Therefore, an important task is to develop more accurate and safer for humans methods and means of determining AP. Such methods include radiometric thermometry and switching-modulation conversion of information signals, which in combination provide high sensitivity and accuracy of measuring information signals, and have virtually no effect on the object of measurement [5, 6].

PHYSICAL FUNDAMENTALS OF THE MEASUREMENT METHOD

Physical and biological bodies (dielectric or quasi-dielectric), including the human body, emit weak noise signals. The power of such radiation is determined by Nyquist's theorem, according to which the mean square (dispersion) of thermal noise voltage is

proportional to the temperature and resistance of the studied part of the body, on the area of which thermal noise is measured [7]:

$$\bar{U}^2 = 4kT\Delta fR, \qquad (1)$$

where is the Boltzmann constant; - thermodynamic temperature; - frequency band in which thermal noise is measured; - electrical resistance.

At a body temperature of 36° C, the level of human own radiation is very small and comparable to the level of own noise of the receiving equipment. Therefore, it is difficult to receive and analyze such signals. The implementation of such measurement is carried out by two-input (differential) radiometers based on the compensation, correlation, and most often the modulation method [5, 6].

In [8, 9, 10] variants of two-electrode measuring devices are considered, which allow to obtain a voltage value proportional to the square of thermal noise and, accordingly, electrical resistance. The measurements use base and measuring electrodes, which are placed at symmetrical points of the object of study or acupuncture points. A significant limitation in the use of such a device is that you need to know in advance the location of the AP. In addition, the measurement result depends on the temperature of the skin, because by formula (1) the resistance and temperature affect the voltage level of thermal noise equally, and the signal level. removed by the electrodes is very small and comparable to the own noise of the electronic elements of the measuring circuit of the device. As a result, even minor changes in the parameters of the elements of the conversion channel caused by time or temperature instability cause significant errors.

METHOD AND MEANS OF DETERMINATION OF ACUPUNCTURE POINTS

The authors of this work have developed a functional scheme and proposed an algorithm for its operation, which provides a measurement result independent of changes in the temperature of the studied area of human skin and the instability of the parameters of the electronic elements of the measuring device.

Figure 1 shows the functional scheme of the tool proposed by the authors to determine the points of acupuncture.

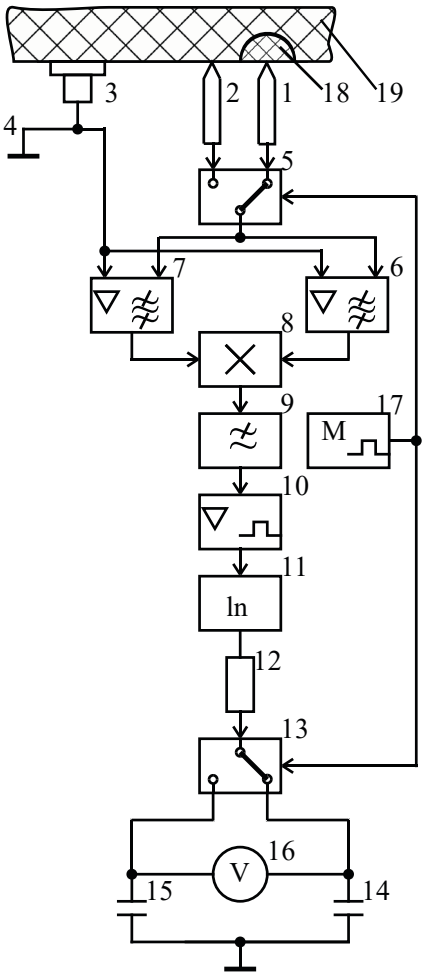


***Fig. 1**. Functional diagram of the device for finding acupuncture points.*

The device contains the following functional elements: 1, 2 - measuring electrodes; 3 - support electrode; 4 - common ground bus; 5, 13 - controlled switches; 6,7 - band high-frequency amplifiers; 8 - multiplier, 9 - low-pass filter; 10 - video pulse amplifier; 11 - logarithmic converter; 12 - smoothing resistor; 14, 15 - storage capacitors; 16 - voltmeter; 17 - multivibrator. Position 18 in the drawing indicates the area of the acupuncture point, and position 19 - the human skin.

Determining the position of the acupuncture point is as follows. A measuring electrode 1 is placed on the skin of the examined person in the area of the desired acupuncture point. A second measuring electrode 2 is placed outside the AP zone.

Due to the presence of thermal fluctuations of the elementary charge carriers between the measuring electrode 1 and the reference electrode 3 there is an electrical noise voltage. The greatest contribution to the noise voltage is made by the high-impedance section of the electrical circuit, which is the epidermis.

If we ignore the resistance of the subcutaneous tissues and the resistance of the skin in contact with the support electrode, the mean square of the voltage (dispersion) of thermal noise in this case is determined by the Nyquist formula:

$$\overline{U}_1^2 = 4kT_1\Delta f R_1, \quad (2)$$

where - the temperature in the area of AP; - electrodermal resistance between electrodes 1 and 3.

By analogy between the measuring electrode 2 and the reference electrode 3 there is an electrical noise voltage:

$$\overline{U}_2^2 = 4kT_2\Delta f R_2, \quad (3)$$

where - temperature outside the zone AP; - electrodermal resistance between electrodes 2 and 3.

Noise voltages (2) and (3) through the controlled switch 5 are sequentially applied to the potential inputs of the band high-frequency amplifiers 6 and 7. The switching frequency of the controlled switch 5 is set by the multivibrator 17 and selected within 1 kHz. The bandwidth of the amplifiers is chosen in the region of high-frequency thermal fluctuations (0.5…1 MHz). This choice of parameters of the measuring device avoids the influence of signals of man-made origin and low-frequency flicker noise.

Electric noise voltages after amplification are multiplied, and their value, proportional to the product of voltages is averaged by the filter 9 lower frequencies. At the output of the filter, a constant voltage component is formed, the value of which is proportional to the value of the mean square of the measured noise voltage.

At the output of the low-pass filter 9 at different positions of the switch 5 is formed two values of DC voltage:

$$U_3 = K_1^2 S_1 K_2 \overline{U}_1^2, \quad (4)$$

$$U_4 = K_1^2 S_1 K_2 \overline{U}_2^2, \quad (5)$$

where is the gain of the band high-frequency amplifiers 6 and 7; - the steepness of the multiplication transformation; - the transfer factor of the filter 9 low frequencies.

By multiplying the output signals of amplifiers 6 and 7, their own noise components are compensated. This is because their own noises are uncorrelated. Therefore, the product of uncorrelated noise signals when averaging is close to zero. That is why in formula (4) and (5) there are no components that are due to the own noise of the amplifiers.

Thus, during the periodic operation of the switch 5, controlled by the pulses of the multivibrator 17, the output of the filter 9 forms a sequence of rectangular video pulses, the value of the amplitude of which is determined by formula (4) and (5). The output signal of the filter after amplification is subjected to logarithmic transformation. As a result, the output of the logarithmic converter 11 at different positions of the switch 5 signals are formed:

$$U_5 = S_2 \ln K_3 U_3, \quad (6)$$

$$U_6 = S_2 \ln K_3 U_4, \quad (7)$$

where is the steepness of the logarithmic converter 11, is the gain of the video pulse amplifier 10.

Signals (6) and (7) through the smoothing resistor 12 are fed to the input of the second controlled switch 13. It, like switch 5, is controlled by signals of the multivibrator 17. As a result, during periodic synchronous operation of switches 5 and 13 pulses with amplitude (6) the storage capacitor 14, and the pulses with amplitude (7) - on the storage capacitor 15. There is a separate accumulation of charges by the capacitors 14 and 15.

The smoothing resistor 12 forms with the storage capacitors 14 and 15 integrating circuits, which from the sequence of pulses (6) and (7) emit constant voltage components:

$$U_7 = K_4 U_5 = K_4 S_2 \ln K_3 U_3, \quad (8)$$

$$U_8 = K_4 U_6 = K_4 S_2 \ln K_3 U_4, \quad (9)$$

where is the transmission (averaging) of the integrating circuits.

The difference between the DC voltage components (8) and (9) is measured by a voltmeter 16

$$U_9 = U_8 - U_7 = K_4 S_2 \left(\ln K_3 U_4 - \ln K_3 U_3\right). \quad (10)$$

Given that the difference of logarithms is equal to the logarithm of the relation, the formula (10) takes the form

$$U_9 = K_4 S_2 \ln \frac{U_4}{U_3}. \quad (11)$$

After substituting in (11) the values of voltage and c (5) and (4), as well as the values of dispersion from (3) and (2), we finally obtain

$$U_{10} = K_4 S_2 \ln \frac{T_2 R_2}{T_1 R_1}. \quad (12)$$

Since the temperature in the zone AP and the temperature near this zone are almost the same, so we can assume. Then the measured voltage is determined by the formula

$$U_{10} = K_4 S_2 \ln \frac{R_2}{R_1}. \quad (13)$$

From formula (13) it follows that the measured electric noise voltage is proportional to the logarithm of the ratio of resistances outside the zone AP and in the zone AP.

To determine the position of the AP, you need to move the measuring electrode 1 in the area of the AP at a fixed position of the measuring electrode 2.

The maximum readings of the voltmeter indicate that the measuring electrode 1 is at the point of acupuncture.

CONCLUSION

1. The commutation - modulation method and means of determining acupuncture points proposed by the authors is based on the use of anomalous values of electrical resistance of the human skin surface in the areas of AP.

2. Internal information fluctuations of electric charges which intensity is proportional to resistance and temperature of the investigated site of a skin of the person are used as information signals.

3. The algorithm for measuring noise signals and their conversion is based on the comparison of signals at the acupuncture point with the adjacent part of the human body and the reference point.

4. The use of the proposed method and means of determining the points of acupuncture provides complete safety when performing diagnostic procedures.

5. The result of determining the location of the AP is not affected by the temperature of the studied area of the skin, the variability of the gain of the measuring channel of the device and the change of the conversion factors of the passive elements.

6. These advantages provide an increase in the accuracy of determining the points of acupuncture and, accordingly, increase the effectiveness of treatment.

REFERENCE

[1] Gotovsky Yu.V. Practical electropuncture by the method of R. Folly / Yu.V. Gotovsky, A.V. Samokhin. - M.: Imedis, 2001. - 896

[2] Gotovsky Yu.V., Kosareva L.B Electropuncture diagnostics and therapy with the use of vegetative resonance test. "IMEDIS-TEST +": Methodical recommendations.- M.: IMEDISB 2002.- 112 p.

[3] Sitko S.P, Skripnik Yu. A., Yanenko A.F Hardware support of modern technologies of quantum medicine.– K.: FADA, LTD. –1999.– 199 p.

[4] Macheret E.L Fundamentals of electro- and acupuncture / E.L Macheret, A.O. Cork. - K.: Zdorovya, 1993. - 390 c.

[5] Skripnik Yu.A., Yanenko A.F, Manoilov V.P, Kutsenko V.P, Gimpilevich Yu.B. Microwave radiometry of physical and biological objects. - Zhytomyr: "Volyn", 2003. - 408 p.

[6] Skripnik Yu. A. Modulation measurements of signal and circuit parameters // M.: Sovetskoe radio. - 1975. – 320 p.

[7] Becker P. Theory of heat. Per. with him. A.M Garmizo and V.S Efremtseva. M.: "Energy", 1974 - P. 448.

[8] V.P. Kutsenko, Y.O Skripnik, N.F Tregubov, K.L Shevchenko, O.P Yanenko. Methods and means of ultrahigh-frequency radiometry. – Donetsk,: IPSI "Science and Education", 2011. – 324 p.

[9] Kazakov M.I, Skrypnyk Y.O, Kireev V.V Device for estimating bioelectrical activity of acupuncture points. Ukrainian patent for utility model №53107A. Publ. 15.01.2003 Bull №1, 2003

[10] Radiometric microwave control of material properties / [Kutsenko V.P, Skrypnyk Y.O, Tregubov M.F, Shevchenko K.L, Yanenko O.P]. - Donetsk: IPSI "Science and Education", 2012. - 367 p.

ANALYSIS OF MEASUREMENT UNCERTAINTY BUDGET FOR ELECTRICAL POWER QUALITY SIGNAL GENERATOR

Milan Simić[1], Dragan Živanović[1], Goran Miljković[1]
[1]*University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, Serbia*

Abstract

Procedure for metrological evaluation of signal generator developed for testing the electrical power quality meters is described in this paper. This work is focused on specific power quality (PQ) signal generator, described and analyzed in some previously published scientific papers [1-3]. Described method includes the estimation of individual measurement uncertainty components and presentation of overall measurement uncertainty budget. Calculations of standard, combined and expanded measurement uncertainty values, performed in accordance with the Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, are supported by professional instrumentation with the nominal high accuracy levels. Performed analysis of obtained measurement results and calculated uncertainty values shows that total measurement uncertainty of PQ signal generator is slightly increased with the rising of nominal RMS voltage value on the generator outputs.

Keywords: software analysis, measurement uncertainty budget, PQ signal generator, test procedure

INTRODUCTION

In order to significantly reduce possibility of various problems and disturbances during the delivery of electricity in distribution networks, continuous monitoring of transmission and consumption of electrical power is required. Among other things, this preventive activity must include the measurement and analysis of basic electrical power quality (PQ) parameters and disturbances, defined by the national and international quality standards [4]. Reliable monitoring of electrical power quality implies application of modern measurement systems and instruments. Such control instruments are available in various forms from simple devices to very sophisticated devices that can measure quality parameters and register all phenomena that disrupt the quality level of electrical power delivered to final consumers. In order to obtain valid measurement data, these devices must be adequately tested and verified.

The experimental procedure described in this paper was applied in order to analyze the measurement uncertainty of reference signal generator for testing devices for measurement of standard PQ parameters. This software based signal generator is already described in previously published scientific papers [1-3]. In this paper emphasis is placed on evaluation and analysis of total measurement uncertainty budget for this PQ signal generator. Procedure includes calculation of standard measurement uncertainties type A and type B, combined and expanded generator measurement uncertainty. In order to properly verify and calculate the components of measurement uncertainty, an experimental system for calibration of signal generator was developed. This system includes the reference calibrator Fluke 5500A [5] and digital multimeter Keithley 2010 [6].

LABORATIORY MEASUREMENT SYSTEM FOR UNCERTAINTY BUDGET EVALUATION

The most important part in the metrological verification of signal generator is evaluation of standard measurement uncertainty components including the total uncertainty budget. Specific voltage uncertainty is calculated according to the requirements of Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement [7]. Procedure for generation of reference voltage waveforms with real PQ problems is shown in the Fig. 1. System is based on the virtual instrumentation concept, with LabVIEW software, acquisition card NI PCIe 6343 for output signal generation

and external power amplifier for providing the nominal RMS output voltage value of 230 V [1-3]. Graphical illustration of real laboratory experimental system is presented in the Fig. 2. Digital multimeter - Keithley 2010 is applied for measurement of output signal parameters.

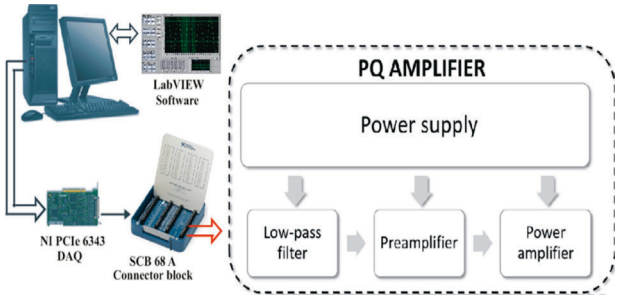


Fig. 1. *Basic configuration of software supported PQ signal generator*

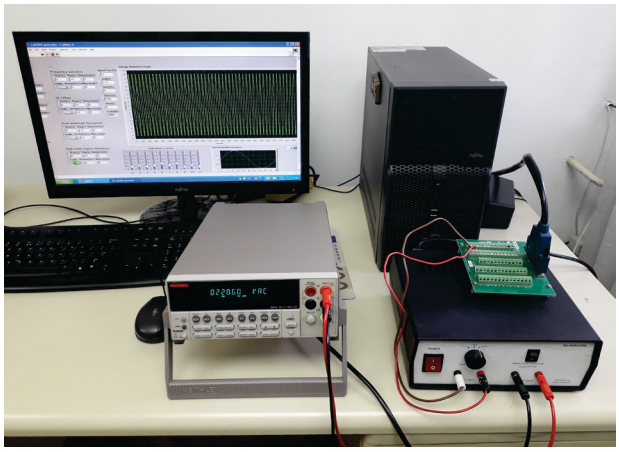


Fig. 2. *Presentation of laboratory experimental system*

Software application enables selection and definition of basic parameters and disturbances for output generation. Based on defined signal parameters, LabVIEW software successively calculates signal samples for the NI PCIe 6343 acquisition card buffer. Some basic functions are: selection of test sequence duration, signal amplitude and frequency definition, phase shift selection, DC addition offset and noise, as well as defining the amplitude and frequency of the flicker. Nominal parameters can be changed automatically during the generation procedure, according to predefined testing algorithms. In general, the signals generated at the output of data acquisition card are in range of ± 10 V. In order for these signals to be used in the testing of PQ instruments, they should be amplified to the reference voltage level of 230 V. Signal amplifier contains three basic segments: a low pass filter to limit the signal frequency range and noise, preamplifier to amplify the input signal to the appropriate reference level, and power amplifier for signal amplification to the standard RMS voltage level of 230 V [1,2].

The complete procedure includes two basic segments: the calculation of the measurement uncertainty of the signal amplifier and the calculation of the measurement uncertainty of the applied acquisition card. In this paper, the analysis of signal amplifier as the dominant source of RMS voltage uncertainty budget is presented with more details. A similar analysis can be performed for measurement of some other signal quality parameters. Experimental calibration system for PQ signal amplifier is presented in the Fig. 3. This system includes a high-precision Fluke 5500A calibrator [5] used as a source of voltage test signals for amplifier input, as well as a digital multimeter Keithley 2010 [6] used for real time measurements of output voltage parameters and disturbances.

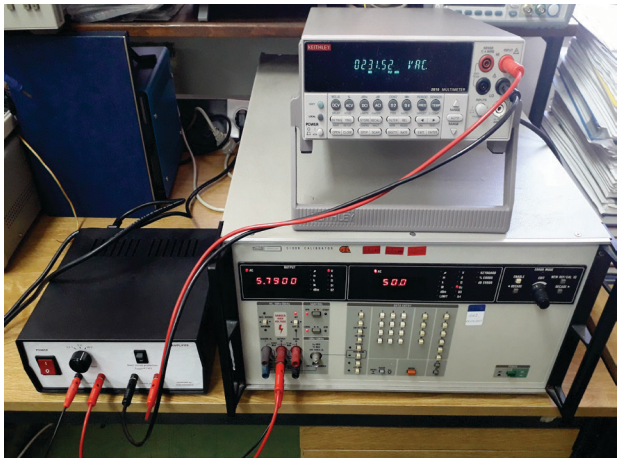


Fig. 3. *Experimental measurement system for calibration of PQ signal amplifier*

Constant effective RMS value of 2,902 V defined on the calibrator output provides the nominal amplified value on the PQ amplifier output of 230 V. Measurement is performed for nominal signal frequency value of 50 Hz, with 10 measurement cycles. The time interval between two consecutive measurement cycles is set to 5 min. Total measurement uncertainty budget of the amplifier output voltage includes the calculation of type A and type B standard measurement uncertainty values, the combined measurement uncertainty value and expanded measurement uncertainty value.

The total measurement uncertainty budget includes calculation of type A measurement uncertainty (standard deviation of the mean

value for obtained measurement results), type B measurement uncertainty (uncertainty and resolution of calibrator and digital multimeter), calculation of combined uncertainty value and finally calculation of expanded measurement uncertainty value for coverage factor k = 1.96. Standard deviation of the mean value for the measurement results (type A uncertainty) is calculated according to the statistical methods applied on the obtained measurement results, using the following equation:

$$u_A(V) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)}\sum_{i=1}^{n}\left(V_{RMSi} - V_{SR}\right)^2} \quad (1)$$

Type B standard measurement uncertainty is calculated using the measurement accuracies provided by specifications of calibrator Fluke 5500A and digital multimeter Keithley 2010. According to the manufacturer specifications [5], the calibrator absolute voltage uncertainty is defined as: $\Delta V_{CAL} = \pm$ (0.03 % of output value + 60 μV). Calibrator voltage resolution is $V_{CAL\text{-}RES}$ = 10 μV. Corresponding value of calibrator Type B measurement uncertainty (u_{BCAL}) is calculated using the equation:

$$u_{BCAL}{}^2(V) = u^2{}_{B1} + u^2{}_{B2} = \left(\frac{\Delta V_{CAL}}{2.58}\right)^2 + \left(\frac{1}{2}\frac{V_{CAL-RES}}{\sqrt{3}}\right)^2 \quad (2)$$

The absolute voltage uncertainty of digital multimeter (normal probability distribution), based on the specifications of Keithley 2010 measurement instrument, can be calculated as: $\Delta V_{MUL} = \pm$ (0.06 % of output value + 0.03 % of range value). Multimeter voltage resolution is $V_{MUL\text{-}RES}$ = 1 mV. Corresponding value of multimeter Type B measurement uncertainty (u_{BMUL}) is calculated using the equation:

$$u_{BMUL}{}^2(V) = u^2{}_{B3} + u^2{}_{B4} = \left(\frac{\Delta V_{MUL}}{2.58}\right)^2 + \left(\frac{1}{2}\frac{V_{MUL-RES}}{\sqrt{3}}\right)^2 \quad (3)$$

The combined measurement uncertainty of PQ signal amplifier can be determined using the values of previously calculated individual measurement uncertainties of type A and type B, using the following relation:

$$u_{CAMP}(V) = \sqrt{u_A^2 + u_{BCAL}^2 + u_{BMUL}^2} \quad (4)$$

The expanded measurement uncertainty of PQ signal amplifier is determined for required confidence level of 95%, which corresponds to the value of coverage factor k = 1.96. Using the amount of estimated combined uncertainty, the extended measurement uncertainty value is determined as:

$$u_{EXP-AMP}(V) = k u_{CAMP}(V) = 1.96 u_{CAMP}(V) \quad (5)$$

Previous calculations and obtained results show that expanded measurement uncertainty value of PQ signal amplifier is ± 0.282 V, for the nominal signal frequency value of 50 Hz, in the case of undisturbed test signal.

The calculation of measurement uncertainty of data acquisition DAQ card is described in previously published paper [1]. The previously calculated values of corresponding combined and extended measurement uncertainties of the DAQ card are: u_{CDAQ} = 0.00233 V i $u_{EXP\text{-}DAQ}$ = 0.00456 V.

Finally, expanded measurement uncertainty of entire PQ signal generator, for the required confidence level of 95%, was calculated based on the previously estimated values of amplifier and acquisition card combined measurement uncertainty, using the following relation:

$$u_{EXP-PQ}(V) = 1.96\sqrt{u_{CAMP}^2 + u_{CDAQ}^2} \quad (6)$$

Total summary of standard measurement uncertainty budget for PQ signal generator is presented in Table 1. This summary includes all voltage uncertainty sources and calculated uncertainty values for all individual types of standard measurement uncertainty. In the case of undisturbed voltage waveform generated on PQ generator outputs, the calculated expanded measurement uncertainty value is ± 0.282 V, for nominal signal frequency value of 50 Hz. Also, further analysis of experimental results and calculations shows that total measurement uncertainty value of PQ signal generator is slightly increased with the rising of nominal RMS output voltage value.

CONCLUSION

Experimental laboratory system applied for evaluation of measurement uncertainty budget of PQ signal generator is presented in the paper. Performed analysis includes the evaluation of individual standard measurement uncertainty components in accordance with the document Guide to the Expression of Uncertainty in

Measurement. Presented experimental system includes the reference instrument Fluke 5500A that provides signals for generator calibration,

Voltage uncertainty source	Uncertainty value [V]
Standard deviation of measurement results from amplifier	0.0020162
Calibrator uncertainty	0.0267748
Calibrator resolution	0.0000058
Multimeter uncertainty in amplifier range	0.1407124
Multimeter resolution in amplifier range	0.0002887
Combined uncertainty amplifier - u_{CAMP}	0.1432500
Expanded uncertainty amplifier - u_{EAMP}	0.2807700
Standard deviation of measurement results from data acquisition card - DAQ	0.0000235
Multimeter uncertainty in DAQ range	0.0023240
Multimeter resolution in DAQ range	0.0000029
DAQ card uncertainty	0.0000013
DAQ card resolution	0.0000881
Combined uncertainty for DAQ - u_{CDAQ}	0.0023300
Expanded uncertainty for DAQ - u_{EDAQ}	0.0045600
Combined uncertainty - signal generator	0.1432690
Expanded voltage uncertainty of signal generator - u_{EGEN}	0.28 V

Table 1. *Final summary of PQ signal amplifier measurement uncertainty budget - uncertainty sources and calculated measurement uncertainty values*

and digital multimeter Keithley 2010, used to measure basic signal parameters at generator outputs. Total measurement uncertainty budget of PQ signal generator includes the calculation of the standard measurement uncertainties of type A and type B, combined uncertainty and expanded measurement uncertainty value. The calculated expanded measurement uncertainty value on signal generator outputs is ± 0.282 V.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the national scientific projects with the reference numbers TR32019 and III44004, sponsored by the Republic of Serbia Ministry of Education, Science and Technological Development.

REFERENCE

[1] M. Simić, Z. Kokolanski, D. Denić, V. Dimcev, D. Živanović, D. Taskovski, ”Design and evaluation of computer-based electrical power quality signal generator”, *Measurement*, vol. 107, pp. 77-88, 2017.

[2] D. Živanović, M. Simić, Z. Kokolanski, D. Denić, V. Dimcev, ”Generation of long-time complex signals for testing the instruments for detection of voltage quality disturbances”, *Measurement Science Review*, vol. 18, no. 2, pp. 41-51, 2018.

[3] D. Živanović, M. Simić, D. Denić, Z. Kokolanski, ”Script files approach in the power quality events generation”, *Facta Universitatis - Series Automatic Control and Robotics*, University of Niš, Serbia, Vol. 17, No. 2, 2018, pp. 93-103, 2018.

[4] *Power quality application guide, Voltage disturbances, PQ Standard EN 50160*, Copper Development Association, 2004.

[5] Fluke, *Fluke 5500A-PQ, Multi-product Calibrator - Operator Manual*, Fluke Corporation, Rev.11, 7/06, December 1994.

[6] Keithley, *Model Keithley 2010 Digital Multimeter - Users Manual*, Keithley Instruments, Inc, 2010-900-01 Rev. E, August 2003.

[7] ISO, *Guide to the expression of uncertainty in measurement*, Geneva, Switzerland, 1993.

НАПРАВЛЕНИЕ 7

СОЦИАЛНИ И ХУМАНИТАРНИ НАУКИ, ОРГАНИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ, ОБРАЗОВАТЕЛНИ ТЕХНОЛОГИИ, ПРЕДПРИЕМАЧЕСТВО И ИКОНОМИКА

SESSION 7

SOCIAL SCIENCES AND HUMANITIES, ORGANIZATION AND MANAGEMENT, EDUCATIONAL TECHNOLOGIES, ENTREPRENEURSHIP AND ECONOMY

INDUSTRY 4.0: ASSESSING THE LEVEL OF ADVANCED DIGITAL TECHNOLOGIES IN THE EU COUNTRIES USING INTEGRATED ENTROPY–TOPSIS METHODS

Sanela Arsić[1], Milena Gajić[1]
[1] *University of Belgrade, Technical Faculty in Bor, Bor, Serbia*

Abstract
The fourth technological revolution has become a reality in many EU countries. The adoption of new advanced technologies such as artificial intelligence, cloud computing, 3D printing and robotics, the internet of things, and big data are drive pervasive transformations in the economy and society. Nevertheless, implementing advanced technologies based on Industry 4.0 is still a big challenge for many enterprises in the EU. Therefore, the purpose of this paper is the analyze the situation in the EU countries, and, particularly, the identification of differences in this respect between Old Member States (OMS) and New Member States (NMS). This study used a multi-criteria decision-making (MCDM) methodology based on the Technique for Order Preference by Similarity to Ideal Solution (TOPSIS) method to choose the best ranked EU country according to this issue. The obtained results provide an insight into the state of digitization in enterprises of each Member State. That could help policymakers on the EU level to identify areas requiring priority investment and strategic action.

Keywords: Industry 4.0, Advanced digital technologies, OMS, NMS

INTRODUCTION

The digital transformation of business and society in the EU has high growth potential across Europe. Today, the industry faces a new generation of fully digitalized companies (Capello & Lenzi, 2021). Three industrial revolutions are known: steam, electric, and digital, and the fourth industrial revolution, also called Industry 4.0, represents the „cyber-physical revolution". It is characterized by genetic engineering, biometrics, and other advanced technologies such as the Internet of Things (IoT), Cloud computing, 3D printing and robotics, Artificial Intelligence (AI), Big data analysis (Castelo-Branco et al., 2019). Industry 4.0 implies complete digitalization of the production process, where the combination of human and artificial intelligence creates the conditions for modern and competitive production, from creating a product idea, through the organization of production and quality control, to the final industrial services. This concept not only raises quality but also reduces production costs (Masood & Sonntag, 2020; Nakagawa et al., 2021).

European industry can evolve based on the benefits of connecting Member States in the field of advanced digital technologies to take advantage of the range of opportunities offered by Industry 4.0 technologies. Support for the digitalization of industry and the development of Industry 4.0 is one of the priorities of the European Union. Hence, in advanced European countries, incentive funds are being established, and strategies and standards for digitalizing industrial processes are being adopted. European Commission observes Europe's overall digital performance and tracks the progress of EU countries, and based on those issues, and it determines the Digital Economic and Society Index (DESI) every year. The 2019 data in Figure 1 depicted the ranking of Member States according to the Digital Economy and Society Index.

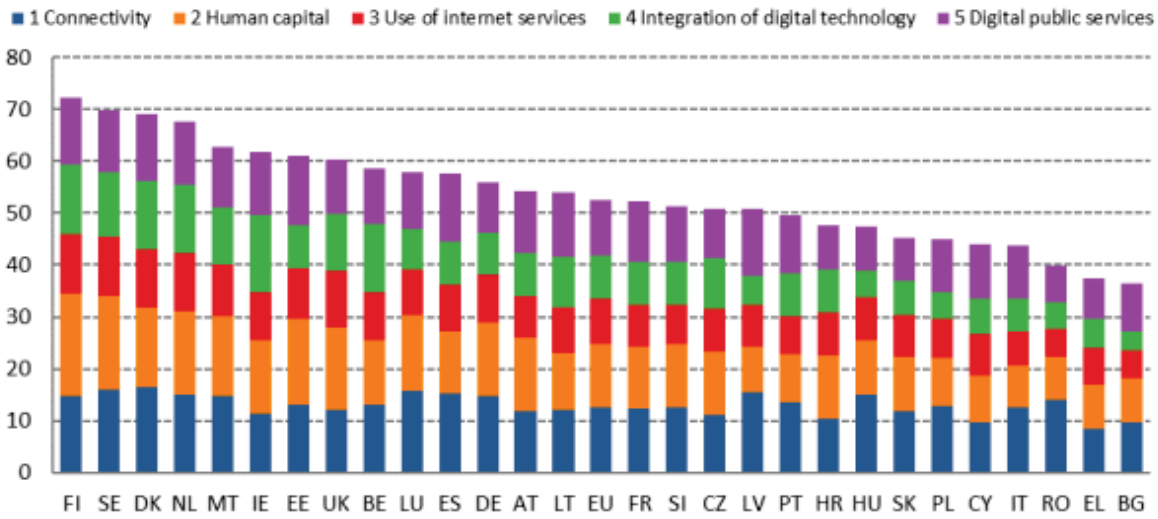


Figure 1. *Digital Economy and Society Index, 2020*
Source: DESI 2020, European Commission

Finland, Sweden, Denmark, and the Netherlands have the most advanced digital economies in the EU, followed by Malta, Ireland, and Estonia. On the other hand, the lowest scores have Bulgaria, Greece, and Romania (European Commission, 2020). Considering that there are differences between the OMS and NMS in the achieved level of using digital technologies in enterprises, the authors analyzed these differences separately in the paper. Therefore, this research deals with ranking EU countries according to the implementation of advanced digital technologies based on Industry 4.0. For ranking the EU countries a multi-criteria decision-making TOPSIS method was used (Dehdasht et al., 2020; Salehi et al., 2020).

EXPOSITION

To examine the defined goal of the study, the applied research model was illustrated in Figure 2. Based on the data collected within the World Bank's Enterprise Surveys (WBES), this research included the 27 economies of the European Union for the period from 2017 to 2020. Considering that the level and effects of the application of advanced digital technologies differ considerably between the EU countries, all countries were divided into Old Member States (Austria, Belgium, Denmark, Estonia, Finland, France, Germany, Greece, Ireland, Italy, Netherlands, Portugal, Spain, Sweden) and New Member States (Bulgaria, Croatia, Cyprus, Czech Republic, Hungary, Latvia, Lithuania, Luxembourg, Malta, Poland, Romania, Slovakia, Slovenia).

In the defined research model Shannon Entropy method was used to determine the weights of criteria (Hamsayeh, 2019). This method is based on the probability theory and is used to estimate unknown information or entropy. It is used to establish each criteria's objective weights because the weight of any criteria reflects its importance (Arsić et al., 2020). Criteria in the research model refer to advanced digital technologies used in enterprises such as 3D printing and robotics, artificial intelligence, big data analysis, cloud computing services, and the Internet of things.

The TOPSIS (Technique for Order Performance by Similarity to Ideal Solution) was used as an appropriate method for ranking two observed groups of countries

(alternatives in the model) according to defined criteria. This technique is one of the most popular MCDA methods which enables efficient computation of relative importance for each alternative and understandable interpretation of results (Salehi et al., 2020).

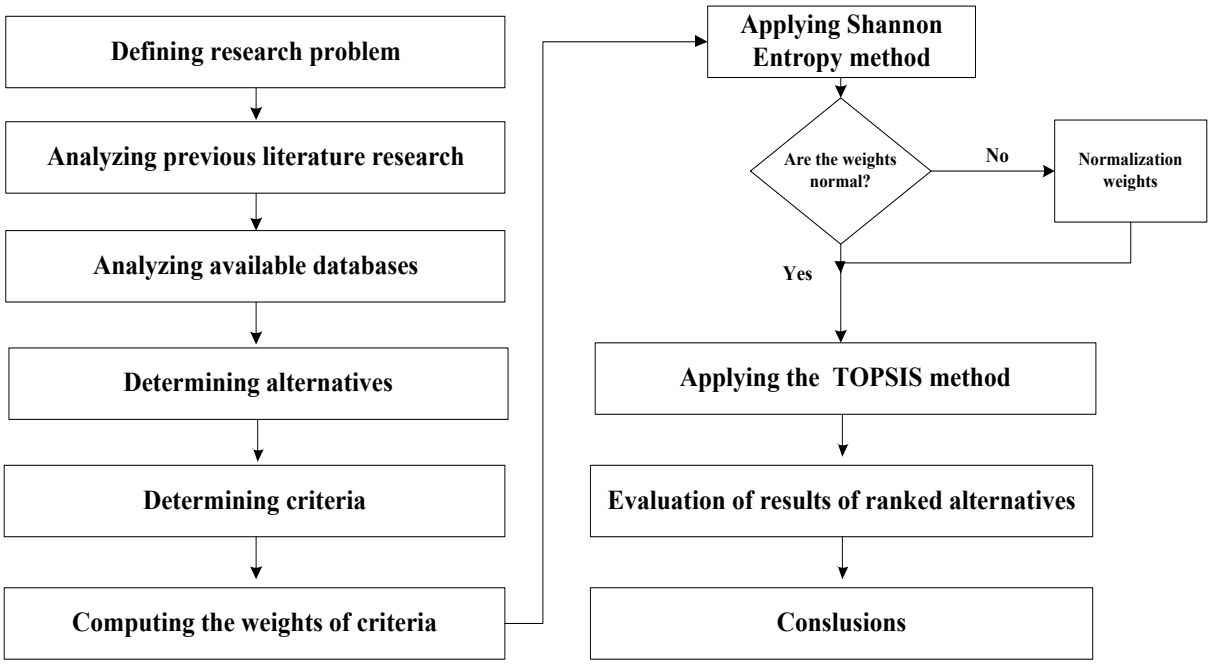


Figure 2. *Defined research model*
Source: Author's

According to this method, the best alternative should have the longest distance from the negative ideal solution and the shortest distance from the positive ideal solution (Lai et al., 1994; Ertugrul & Karakasoglu, (2007). The procedure of the TOPSIS method is consists of five steps, which is presented below (Hwang & Yoon, 1981):

Step 1. Construct the normalized decision matrix.

$$r_{ij} = x_{ij} / \sqrt{\left(\sum x_{ij}^2\right)} \; for \; i = 1,..., \; m \; ; \; j = 1,..., \; n \qquad (1)$$

where x_{ij} and r_{ij} are the original and normalized result of the decision matrix, respectively.

Step 2. Construct the weighted normalized decision matrix.

$$v_{ij} = w_j r_{ij} \qquad (2)$$

Step 3. Determine ideal and negative-ideal solutions.

$$A^+ = \left\{v_1^+ \; ,..., \; v_n^+\right\};$$

$$\text{where:} \qquad (3)$$

$$v_j^+ = \left\{\max(v_{ij}) \text{ if it is } j \in J^{'}; \min(v_{ij}), \text{if it is } j \in J^{''}\right\}$$

$$A^- = \left\{v_1^- \; ,..., \; v_n^-\right\};$$

$$\text{where:} \qquad (4)$$

$$v_j^- = \left\{\min(v_{ij}) \text{ if it is } j \in J^{'}; \max(v_{ij}), \text{if it is } j \in J^{''}\right\}$$

Step 4. Calculate the separation measure (Euclidean distance).

- Ideal separation:

$$S_i^+ = \left[\sum \left(v_j^+ - v_{ij}\right)^2\right]^{1/2} \quad i = 1, \; ...m \qquad (5)$$

- Negative-ideal separation:

$$S_i^- = \left[\sum \left(v_j^- - v_{ij}\right)^2\right]^{1/2} \quad i = 1, \; ...m \qquad (6)$$

Step 5. Calculate the relative closeness to the ideal solution.

$$C_i^* = S_i^- / (S_i^+ + S_i^-) \qquad (7)$$

where the obtained value Ci* must fulfill the condition: 0<Ci*<1. If the obtained value is higher (closer to 1), the effect of the alternative is better.

RESULTS AND DISCUSION

The computed information for the objective weights of each criteria for OMS is shown in Table 1, while the calculated weights for NMS are shown in Table 2.

Table 1. The Entropy weights calculations of the given criteriafor OMS

Criteria→ ↓Alternatives	3D printing and robotics	Artificial intelligence	Big data analysis	Cloud computing services	Internet of Things
Belgium	-0.20162	-0.18207	-0.21390	-0.19671	-0.19056
Denmark	-0.23214	-0.24050	-0.22077	-0.21380	-0.19372
Germany	-0.21238	-0.18207	-0.19553	-0.16928	-0.17738
Estonia	-0.15123	-0.15772	-0.15721	-0.20051	-0.17738
Ireland	-0.15123	-0.18207	-0.21390	-0.19414	-0.18076
Greece	-0.12021	-0.12995	-0.17517	-0.14418	-0.15954
Spain	-0.19019	-0.20370	-0.14758	-0.15869	-0.18076
France	-0.17805	-0.20370	-0.20677	-0.16023	-0.17044
Italy	-0.19019	-0.20370	-0.15245	-0.20423	-0.19372
Netherlands	-0.20162	-0.18207	-0.22737	-0.19671	-0.18408
Austria	-0.19019	-0.18207	-0.15245	-0.17651	-0.18076
Portugal	-0.17805	-0.20370	-0.16640	-0.16329	-0.18408
Finland	-0.21238	-0.20370	-0.20310	-0.22289	-0.25644
Sweden	-0.20162	-0.15772	-0.17942	-0.21726	-0.19056
SUM	-2.61108	-2.61473	-2.61203	-2.61845	-2.62020
Ej	0.98940	0.99078	0.98976	0.99219	0.99285
Dj	0.01060	0.00922	0.01024	0.00781	0.00715
Wj	0.23554	0.20474	0.22753	0.17346	0.15874
Weight (%)	23.55	20.47	22.75	17.35	15.87

Source: Authors' calculations

Based on the calculation of the weight of criteria for OMS using the Entropy method, 3D printing, and robotics with a dominant weight of 0.24 has the highest priority. The next was Big data analysis with a weight of 0.23, on the other hand, the criteria Internet of Things had the lowest priority with a value of 0.16 (Table 1).

Table 2. The Entropy weights calculations of the given criteria for NMS

Criteria→ ↓Alternatives	3D printing and robotics	Artificial intelligence	Big data analysis	Cloud computing services	Internet of Things
Bulgaria	-0.19472	-0.19767	-0.19407	-0.19157	-0.19719
Czech Republic	-0.20136	-0.19767	-0.19701	-0.19728	-0.20756
Croatia	-0.19918	-0.20243	-0.20085	-0.20038	-0.18782
Cyprus	-0.20136	-0.19279	-0.19109	-0.19915	-0.20318
Latvia	-0.19245	-0.19279	-0.19506	-0.19476	-0.20465
Lithuania	-0.19472	-0.20243	-0.19701	-0.19790	-0.19870
Luxembourg	-0.19696	-0.19767	-0.20461	-0.19728	-0.18782
Hungary	-0.19472	-0.19279	-0.19407	-0.19602	-0.19256
Malta	-0.20566	-0.20243	-0.21546	-0.20464	-0.20465
Poland	-0.19472	-0.19767	-0.19603	-0.19571	-0.19412
Romania	-0.19245	-0.19279	-0.19209	-0.19317	-0.19256
Slovenia	-0.19918	-0.19279	-0.19309	-0.20038	-0.19719
Slovakia	-0.19696	-0.20243	-0.19309	-0.19634	-0.19566
SUM	-2.56446	-2.56440	-2.56352	-2.56458	-2.56365
Ej	0.99981	0.99978	0.99944	0.99986	0.99949
Dj	0.00019	0.00022	0.00056	0.00014	0.00051
Wj	0.11858	0.13328	0.34643	0.08880	0.31290
Weight (%)	11.86	13.33	34.64	8.88	31.29

Source: Authors' calculations

The Entropy weights for NMS were determined also using the Shannon entropy and indicate that Big data analysis with a weight of 0.39 had the highest priority, then the Internet of Things with weight 0.31, while the criteria Cloud computing services had the lowest priority with a weight 0.26 (Table 2).

Application of TOPSIS method for ranking OMS and NMS, which was based on objective entropy weights, produced the following results (presented in Table 3 and Table 4, respectively) for the calculated values of Ideal Separation (Si+), Negative-Ideal Separation (Si-), and Relative Closeness to the Ideal Solution (Ci*).

The Relative Closeness to the Ideal Solution (Table 3) showed that the best ranked alternative for the OMS is Finland, followed by Denmark and Netherlands (Ci* =0.766, 0.658, and 0.482, respectively).

Table 3. The results of TOPSIS ranking for OMS

Alternatives	Si^+	Si^-	Ci*	Rank
Belgium	0.121680217	0.111655578	0.479	4
Denmark	0.09082369	0.174523296	0.658	2
Germany	0.138342449	0.103792016	0.429	6
Estonia	0.174845085	0.052200484	0.230	13
Ireland	0.150508366	0.085405558	0.362	11
Greece	0.210759607	0.021913443	0.094	14
Spain	0.150050054	0.090163026	0.375	9
France	0.146012519	0.095585061	0.396	8
Italy	0.131175337	0.102456592	0.439	5
Netherlands	0.126737743	0.118048792	0.482	3
Austria	0.152917284	0.078579841	0.339	12
Portugal	0.144268592	0.085666387	0.373	10
Finland	0.055028403	0.179870094	0.766	**1**
Sweden	0.140145571	0.098196879	0.412	7

Source: Authors' calculations

The worst-ranked countries in OMS are Greece, Estonia, Austria (Ci* =0.094, 0.230, and 0.339 respectively). The results obtained for the worst ranked country - Greece can be taken with a grain of salt, because for this country the initial data were not complete. Namely, there was a lack of data for 3D printing and robotics, Artificial intelligence, and the Internet of Things.

Table 4. The results of TOPSIS ranking for NMS

Alternatives	Si^+	Si^-	Ci*	Rank
Bulgaria	0.217462927	0.077451443	0.263	8
Czech Republic	0.171359245	0.165690144	0.492	2
Croatia	0.205786252	0.096489002	0.319	7
Cyprus	0.225801365	0.123136524	0.353	6
Latvia	0.197078501	0.134283477	0.405	3
Lithuania	0.187532201	0.104302457	0.357	5
Luxembourg	0.18789636	0.12115666	0.392	4
Hungary	0.233736867	0.045553593	0.163	11
Malta	0.023585912	0.26317463	0.918	1
Poland	0.211835877	0.06683108	0.240	10
Romania	0.249904874	0.036594481	0.128	12
Slovenia	0.222761183	0.079357313	0.263	8
Slovakia	0.226396105	0.072898461	0.244	9

Source: Authors' calculations

When assessing the implementation of advanced digital technologies in enterprises in NMS the best ranked countes are Malta, Czech Republic, and Latvia (Ci* =0.918, 0.492, and 0.405 respectively). While on the other hand, the countries which are the worst ranked in relation to the application of digital technologies are Romania, Hungary, and Poland (Ci* =0.128, 0.163, and 0.240, respectively).

CONCLUSION

Given the importance of introducing advanced digital technologies into the business process, the EU is encouraging the development and uptake of these technologies so people and businesses can enjoy the full potential of the digital world. However, even though the digitalization of business based on Industry 4.0 across Europe is a growing trend, uptake and penetration are not uniforms in OMS and NMS.

Therefore, the present study was aimed to recognize the most developed countries within analyzed groups of countries. For that purpose, the integrated Entropy-TOPSIS method was used. The results indicate that the best-ranked countries are Finland in OMS and Malta in NMS, and the worst-ranked Greece and Romania, respectively. These results are in line with the best ranking countries according to the DESI index.

Insight into the mentioned issues has theoretical significance, primarily in increasing the knowledge fund on advanced digital technologies in the EU. Additionally, this study has practical implications. Insight into the state of digitization in enterprises of each Member State helps policymakers identify areas requiring priority investment and action.

ACKNOWLEDGEMENT

The research presented in this paper was done with the financial support of the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia, within the funding of the scientific research work at the University of Belgrade, Technical Faculty in Bor, according to the contract with registration number 451-03-9/2021-14/ 200131. Also, the authors are grateful to Sandra Vasković, the English language teacher for the English language edition of the paper.

REFERENCE

[1] Arsić, S., Nikolic, D., Jevtic, M. (2020). An investigation of the usability of image-based CAPTCHAs using PROMETHEE-GAIA method. Multimedia Tools and Applications, 80(6), 9393-9409. doi:10.1007/s11042-020-10054-w

[2] Capello, R., Lenzi, C. (2021). Industry 4.0 and servitisation: Regional patterns of 4.0 technological transformations in Europe. Technological Forecasting and Social Change, 173, 121164, doi:10.1016/j.techfore.2021.121164

[3] Castelo-Branco, I., Cruz-Jesus, F., Oliveira, T. (2019). Assessing Industry 4.0 readiness in manufacturing: Evidence for the European Union. Computers in Industry, 107, 22-32. doi:10.1016/j.compind.2019.01.007

[4] Dehdasht, G., Ferwati, M.S., Zin, R.M., Abidin, N.Z. (2020) A hybrid approach using entropy and TOPSIS to select key drivers for a successful and sustainable lean construction implementation. PLoS ONE, 15(2), e0228746.

[5] Ertugrul, I., Karakasoglu, N. (2007). Performance evaluation of Turkish cement firms with fuzzy analytic hierarchy process and TOPSIS methods. Expert Systems with Applications, 36 (1), 702-715.

[6] Hamsayeh, E. (2019). Shannon Entropy weight determination method implementation in MATLAB. 1-2. DOI: 10.13140/RG.2.2.27159.93604

[7] Hwang, C.L., Yoon, K. (1981). Multiple attribute decision making: Methods and applications, A State of the Art Survey. Springer-Verlag, New York.

[8] Lai, Y.-J., Liu, T.-Y., Hwang, C.-L. (1994). TOPSIS for MODM. European Journal of Operational Research, 76(3), 486-500. doi:10.1016/0377-2217(94)90282-8

[9] Masood, T., Sonntag, P. (2020). Industry 4.0: Adoption challenges and benefits for SMEs. Computers in Industry, 121, 103261. doi:10.1016/j.compind.2020.103261

[10] Nakagawa, E.Y., Antonino, P.O., Schnicke, F., Capilla, R., Kuhn, T., Liggesmeyer, P. (2021). Industry 4.0 reference architectures: State of the art and future trends. Computers & Industrial Engineering, 156, 107241. doi:10.1016/j.cie.2021.107241

[11] Salehi, V., Zarei, H., Shirali, G.A., Hajizadeh, K. (2020). An entropy-based TOPSIS approach for analyzing and assessing crisis management systems in petrochemical industries. Journal of Loss Prevention in the Process Industries, 67, 104241.

REMOTE ENGINEERING LABORATORY EXPERIMENTS FOR DISTANCE LEARNING CONCEPTS IN COVID-19 CONDITIONS

Đorđe Damnjanović[1], Dejan Vujičić[1], Marina Milošević[1], Dijana Stojić[1]
[1]*Faculty of Technical Sciences Čačak, University of Kragujevac, Serbia*

Abstract
In the new conditions caused by novel coronavirus COVID-19 (SARS-CoV-2), teaching methods changed significantly. Most university teaching geared towards the online teaching process, which showed great changes in both teachers and students. One of the most difficult tasks was to create laboratory experiments that can provide good and sufficient knowledge in the first place, and to be control remotely from students' homes due to risks caused by virus. This paper presents several remote laboratory experiments controlled by CEyeClon viewer from Faculty of Technical Sciences Čačak, University of Kragujevac, Serbia. All experiments are included in teaching modules with suitable documentation for distance learning and provide practical engineering knowledge and skills. Experiments can cover a wide range of scientific disciplines.

Keywords: COVID-19, remote experiments, CEyeClon, distance learning, engineering knowledge.

INTRODUCTION

It was very challenging task to organize new form of classroom in the conditions of a pandemic caused by COVID-19 virus for all teachers and students. In some segments of education process, online teaching modules existed before pandemic, so for those teachers and students the transition to online teaching was to a certain extent easy. If the focus is on electrical engineers, most problem was to represent theoretical knowledge through practical concepts. Before pandemic, that task was much easier; laboratories were open for every student. Besides laboratories, internships in firms and industrial plants were also available. In certain manner, online remote laboratories gave solutions that can compensate practical knowledge [1,2].

Faculty of Technical Sciences Čačak provided many laboratory experiments before pandemic through project "Network of Remote Labs – NeReLa" [3] that provided excellent support for creating remote experimentation in pandemic conditions. Some experiments remained the same, unchanged, while a number of experiments were upgraded, but also new experiments were created according to new requirements. All experiments can be remotely controlled through CEyeClon viewer, platform created in Swiss laboratory. CEyeClon platform is organized like remote desktop platform with lots of possibilities like IP camera integration or scheduling time for a user access, etc. Every user access to experiment with suitable access key [4]. One of the great advantage is that lot of experiments can be set on just one PC with virtual machines. In this case, hardware resources are saved.

In this paper, three remote experiments were presented. All experiments can provide practical knowledge in different scientific areas, so it can be mentioned that experiments are multidisciplinary. Experiments are included in teaching curricula of several subjects. Students can do all laboratory assignments from their homes. Accompanying instructions and required literature were included in the platform. Some experiments provide report at the end of session, which can be automatically sent to e-mail.

RELATED WORK

Before online platforms for remote control of experiment in this particular manner, teachers struggled with the problem how to allow students to do some assignments from their home without laboratory equipment. The

easiest way was to create control of experiments through remote desktop and to observe everything with the camera. In this way, problems, like data protection or access restriction, are very pronounced. National instruments company created web-server in LabVIEW software called web publishing tool [5,6] where application created in LabVIEW can be controlled remotely through web browser. One problem in this way is that distance computer needs some additional plugins. Second problem is that all experiments created in this manner are limited to LabVIEW software, which is not cheap.

Few platforms, that allow students free access during pandemic, were active way before. WebLab-Deusto is active since 2000s and provides experiential learning by the use and development of remote laboratories [7]. It is created at University of Deusto and the most interesting experiment is Visir (Virtual Instrument Systems In Reality) - remote laboratory which supports remote experimentation with real electronic circuits. Another online laboratory set up called LabsLand provides real laboratory experiments (not simulations) in different fields: biology, chemistry, electronic, robotics, physics, etc [8]. Very important to mention is that all experiments are selected by educational levels: elementary, high school, middle school, university and college.

The developed platform for remote real-time control of Internet-connected system [9] is based on an industry-standard DSP board supported by Matlab/Simulink. Devices are controlled with Simulink code or M-code from Matlab.

REMOTE EXPERIMENTS

In the next paragraphs, three remote experiment will be presented.

Electronics - Non-inverting and inverting amplifiers

First experiment is simulation of non-inverting and inverting amplifiers that can help students at the beginning of their theoretical electronic knowledge. Figure 1 presents simulation of non-inverting amp. By selection of resistors values (R1 and R2) and values of positive and negative supplying voltage, output voltage can be calculated and presented as a waveform in a graph diagram. Both input and output voltages are in phase. The experiment also contains a brief description of how the gain is calculated [10]. In the case that input voltage value will be multiplied with amplification exceeding range of the supplying voltages, sine wave of output voltage (amplitude) will be cut off and indicators will warn user about it (see Fig. 2) [10].

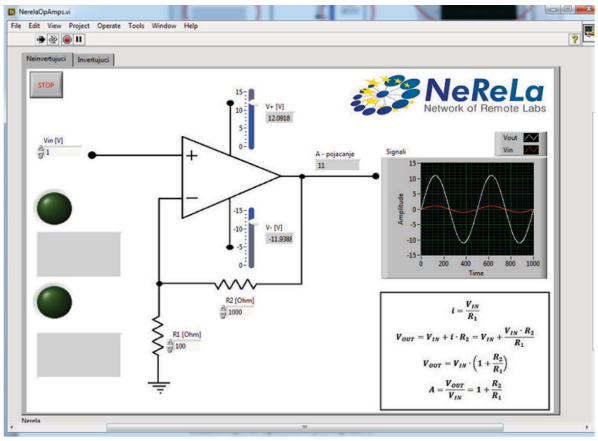


Fig. 1. *Application of non-inverting amplifier in progress*

Similar experiment is presented in the Figure 2, where input and output voltages are not in phase (the input voltage is applied to the inverting input of amplifier) and amplitude of output voltage is cut off [10].

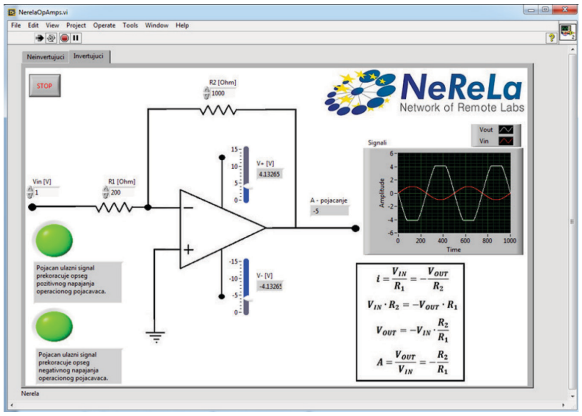


Fig. 2. *Application of inverting amplifier in progress*

Both experiments can be control through CEyeClon viewer or directly through web browser with LabVIEW web publishing tool.

Digital signal processing - Adaptive filtering laboratory

Students who are attending master courses need higher level of knowledge. In that manner, some topics in advanced DSP courses

are related to adaptive algorithms. These algorithms are widespread nowadays, and they can be used for: unknown system identification, echo cancelation, filtering of signals in biomedical engineering, etc [11]. In this case, laboratory for unknown system identification is created. LMS (Least Mean Squares) and RLS (Recursive Least Squares) are two main adaptive algorithms that are used most often [11]. Application for unknown system identification uses LMS algorithm. Starting window of application through CEyeClon viewer is presented in the Figure 3.

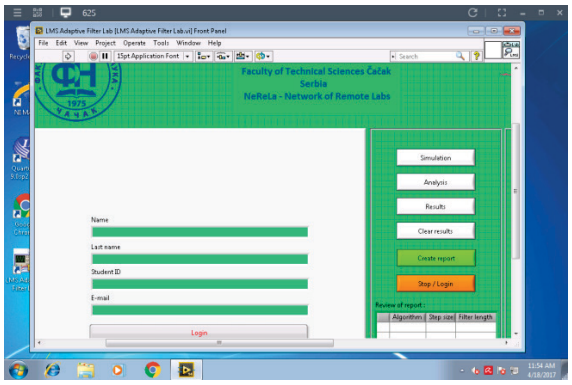


Fig. 3. *CEyeClon viewer starting window for unknown system identification*

In the beginning, student needs to enter some information: name, last name, student ID, e-mail (see Fig. 3) and after that application can be started. Student can specify input signal, unknown system impulse response and type of adaptive algorithm. This part of the task can be left with default parameters. It depends what student's assignment is in the first place. After that, LMS algorithm can be set: step size, order of the filter and adaptation speed. When student finishes all adjustments according to task, he or she can check results on the graphs. If the results are good, report can be created. Report will be automatically sent to e-mail that student specified at the beginning but also it will be saved on server PC where teacher can do review after the session. Final report is presented in the Figure 4.

Report consists student's information, time and date when the experiment was done and also graphs and tables of the experiment. First graph (left) in the report represents learning curve of LMS algorithm. Second graph (upper right) represents the coefficients of unknown system and coefficients of adaptive filter. These coefficients remain unchanged (after the certain time) which means that adaptive algorithm identified coefficients of unknown system. Third graph (down right) represents error signal. In the begging error signal has some amplitude but after a while this amplitude is decreasing. When algorithm identified coefficients of unknown system, amplitude of error signal is almost zero. Table contains type of selected adaptive algorithm, step size and filter length.

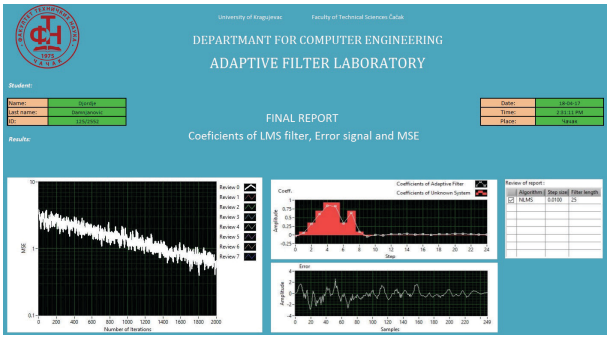


Fig. 4. *Created report for unknown system identification*

Remote control - Arduino Uno with 6 modules

Arduino Uno is a microcontroller board based on the ATmega328P microchip [12]. It has 14 digital input/output pins (of which 6 can be used as PWM outputs), 6 analog inputs, a 16 MHz ceramic resonator (CSTCE16M0V53-R0), a USB connection, a power jack, an ICSP header and a reset button [12]. Figure 5 presents Arduino Uno board.

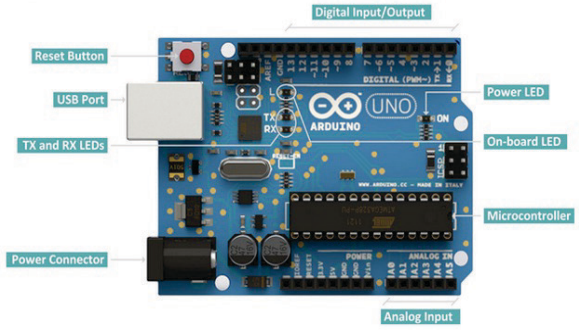


Fig. 5. *Arduino Uno board*

Arduino Uno is very easy to use and always interesting to bachelor and master students. In this case this microcontroller is used for subject Remote control, where Arduino is connected to 5 modules: light sensor (BH1750), infrared motion detection sensor (PIR), temperature and humidity sensor (2 in 1 sensor - DHT11), step motor (28BYJ-48) with

driver (ULN2003). Scheme of connected modules on Arduino Uno is presented in the Figure 6.

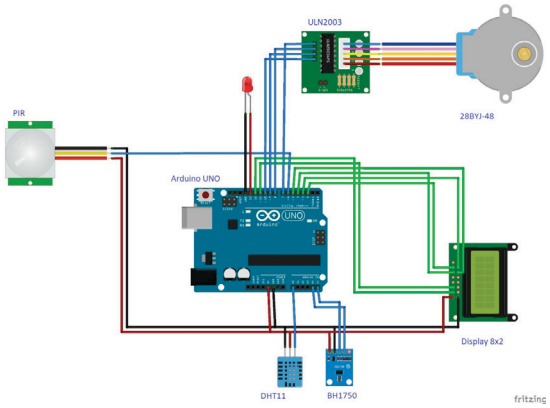


Fig. 6. *Scheme of connected modules on Arduino Uno*

When student is connected on CEyeClon viewer, Arduino Software (IDE) can be started. In this software student writes code for controlling of each module separately. If the code is compiled without errors, Arduino Uno will control module for that case scenario. Example of programing infrared motion detection sensor in Arduino Software (IDE) is presented in the Figure 7.

Fig. 7. *Programing in Arduino Software (IDE)*

Student can see through camera results of the current task. For example, Figures 8 and 9 represent successfully completed task for modules: temperature and humidity sensor and infrared motion detection sensor, respectively.

Fig. 8. *Results of controlling temperature and humidity sensor*

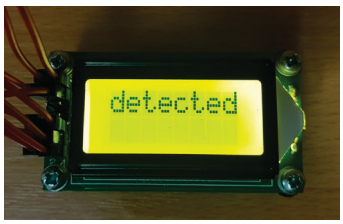


Fig. 9. *Results of controlling infrared motion detection sensor*

This type of experiment is very interesting to students, because of the usage of real hardware in real time. Whole hardware through camera is presented in the Figure 10.

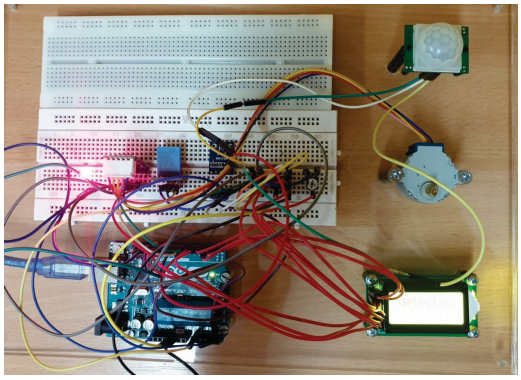


Fig. 10. *Experiment set up – view through camera*

CONCLUSION

Online experimentation has large impact at the faculties all over the world. Pandemic, caused with COVID-19 virus, contributed for increased use of remote online laboratories in scientific fields where practical knowledge is necessary. In this case, students do not need to visit laboratories at their faculties, they can access them from their home using only PC and internet.

Three remote experiments are presented in this paper. They can cover more than three subjects on bachelor and master studies. All experiments are controlled with CEyeClon platform, which basically presents upgraded version of remote desktop, with additional options (IP camera, scheduling time for a user access, etc). For access to specific experiment, student needs to install CEyeClon viewer and enter access key.

Beside these three experiments, Faculty of Technical Sciences Čačak developed many other remote experiments. In the future, plan is to cover subjects that do not have remote experiments yet.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Serbian Ministry of Education, Science and Technological Development (Agreement No. 451-03-9/2021-14/200132 Faculty of Technical Sciences Čačak, University of Kragujevac).

REFERENCE

[1] Krneta R, Damnjanovic Dj, Milosevic M, Milosevic D, Topalovic M. Blended Learning of DSP Trough the Integration of On-Site and Remote Experiments, Tem Journal, Novi Pazar, Serbia, Journal of association for information communication technology education and science, 2012, 1(3): 151-160.

[2] Mohammed AK, El Zoghby HM, Elmesalawy MM. Remote Controlled Laboratory Experiments for Engineering Education in the Post-COVID-19 Era: Concept and Example. In: Proceedings of the 2nd Novel Intelligent and Leading Emerging Sciences Conference (NILES), 2020, pp. 629-634.

[3] The project TEMPUS-1-2013-1-RS-TEMPUS-JPHES: Building Network of Remote Labs for strengthening university-secondary vocational schools collaboration. [Online] Available at: http://www.nerela.kg.ac.rs/

[4] Luković V, Krneta K, Peulić A, Jovanović Ž, Damnjanović Đ. Learning Bitwise Operations in C Using Remote Experiment on Floating LEDs Blinking. In: Proceedings of the 3rd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering "IcETRAN 2016", Zlatibor, Serbia, June 13-16, 2016, pp. AUI1.4.1-6.

[5] Krneta R, Milošević M, Damnjanović Dj, Milošević D. Matching learning styles to different type of DSP laboratory experiments. In: Proceedings of the 2014 IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON), Istanbul, Turkey, 3-5 April 2014, pp 798 – 802.

[6] Stefanovic M, Cvijetkovic V, Matijevic M, Simic V. A LabVIEW-Based Remote Laboratory Experiments for Control Engineering Education, Computer Applications in Engineering Education, 2011, 19(3): 538-549

[7] WebLab-Deusto online platform, University of Deusto. [Online] Available at: https://weblab.deusto.es/website/about.html

[8] LabsLand online platform. [Online] Available at: https://labsland.com/en/about

[9] Peñaloza-Mejía O, Márquez-Martínez LA, Alvarez-Gallegos J, Estrada-García HJ. DSP-based real-time platform for remote control of internet-connected systems, Computer Applications in Engineering Education, 2013, 21(2): 203-213.

[10] Zumbahlen H. Linear circuit design handbook. Newnes/Elsevier, 2008.

[11] Manolakis DG, Ingle VK, Kogon SM. Statistical and adaptive signal processing. McGraw-Hill book, 2005.

[12] Arduino Uno, Overview. [Online] Available at: https://store.arduino.cc/products/arduino-uno-rev3

НАПРАВЛЕНИЕ 8

ХИМИЯ, ФИЗИКА И ЕКОЛОГИЯ

SESSION 8

CHEMISTRY, PHYSICS AND ECOLOGY

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ВЪГЛЕХИДРАТНИТЕ ЕСТЕРИ КАТО СЪ-ПЛАСТИФИКАТОРИ И БИОРАЗГРАДИМИ ДОБАВКИ В ПЛАСТМАСИ

Драгомир Василев[1], Надежда Петкова[2], Милка Атанасова[3]
Милена Колева[1], Пантелей Денев[2]
[1]Технически университет – Габрово, катедра „Математика, информатика и природни науки“
[2]Университет по хранителни технологии, Пловдив, катедра „Органична и неорганична химия“
[3]Технически университет – Габрово, катедра „Материалознание и механика на материалите“

APPLICATION OF CARBOHYDRATE ESTERS AS CO-PLASTICIZERS AND BIODEGRADABLE ADDITIVES IN PLASTICS

Dragomir Vassilev[1], Nadezhda Petkova[2], Milka Atanasova[3]
Milena Koleva[1], Panteley Denev[2]
[1]Technical University of Gabrovo, Department of Mathematics, Informatics and Natural Sciences
[2]University of Food Technologies, Plovdiv, Department of Organic and Inorganic Chemistry
[3]Technical University of Gabrovo, Department of Materials Science and Mechanics of Materials

Abstract
The aim of the present study is to investigate the application of a mixture of carbohydrate esters as co-plasticizers and biodegradable additives in polyvinyl chloride. Sucrose palmitate and inulin acetate were used in different proportions. The applicability of a mixture of carbohydrate esters as bio-plasticizers and bio-additives in polyvinyl chloride was studied. The influence of the ester on the glass transition temperature Tg of polyvinyl chloride at the selected ratios was determined by the method of differential-scanning calorimetry. It was found that with increasing its amount Tg of the polymer decreases, ie. the flexibility of macromolecules increases which is a prerequisite for higher deformability. This supports the conclusion that the ester mixture has a plasticizing effect.

Keywords: co-plasticizers, plasticizing effect, biodegradable additives, glass transition temperature.

ВЪВЕДЕНИЕ

Въвеждането на сукропроизводни в полимерни молекули придава нови свойства, като увеличаване на полярността, хиралност и биоразградимост или биосъвместимост. Захароза-съдържащите полимери могат да бъдат различни видове, както полимерната верига да е изградена от захарозни остатъци, така и отделни захарозни остатъци да са включени в полимерната верига. Полимеризацията на захарозни производни (естери, етери, ацетали), може да се получи чрез полимеризация или съполимеризация. Монозаместени мономери водят до получаване на линейни полимери, докато полизаместени производни водят до омрежени. Захарозата при взаимодействие с диизоцианати, води до получаване на полиуретани, които се използват като топлоизолационни пени, особено в автомобили. Някои полизахариди, например глюкани, фруктоглюкани или фруктани, могат да бъдат получени чрез термична или биокаталитична полимеризация. Полизахарозата (*Ficoll400s*) е водоразтворим съполимер, получен от захароза и епихлорхидрин. Той се използва като биосъвместима добавка в биотехнологиите и като хранителна добавка [1].

Изследван ефекта на захароза и смес от GLY/сорбитол, освен GLY, карбамид и сорбитол като пластификатори на нишестени филми [2]. Подобно проучване изследва ефекта на захарозата и инвертна захар върху механичните свойства, хидрофилност и

водна активност на филми от нишесте [3]. Изследвани са механичните свойства на захароза, олеинова киселина, сорбитол и манитол като пластификатори за желатинови филми [4].

Yi и съавтори изследват три глюкозни естера като „зелени“ пластификатори за PVC, като са сравнени с *α-D*(+)-пентаацетилглюкоза (GPA), *D*-(+)-сукрооктаацетат (SOA). Направеният анализ чрез изследване на термични (температура на встъкляване) и механични характеристики на PVC филми с различно съдържание на глюкозни естери показва добра смесимост с полимера. Всички PVC филми, съдържащи 40 тегловни % глюкозни естери, показват добри стойности на показателите относително удължение при скъсване и модул на еластичност [5].

В предишни изследвания на авторския екип е проучен ефектът на сукропалмитат и инулин ацетат в различни съотношения, като пластификатор в поливинилхлорид, като самостоятелни добавки [6-7]. Целта на настоящото изследване е да се проучи приложението на смес от въглехидратните естери като съ-пластификатори и био-разградими добавки в поливинилхлорид. Използвани са сукропалмитат и инулин ацетат в различни съотношения.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Експериментална част

За експерименталното изследване на пластифициращия ефект на сукроестерите, са използвани полимерни филми с различно съдържание на естер. Като полимер е използван търговски поливинилхлорид, без оцветители, стабилизатори и пълнители. Естерите са добавени в съотношения съгласно табл. 1. В резултата на данните от предходните проучвания е избрано съотношение на пластификатор:полимер 15%:85%

Таблица 1. Съотношения на сукропалмитат и инулин ацетат в образците от PVC

Проба	Съдържание на сукропалмитат, %	Съдържание на инулин ацетат, %
1	2	13
2	3	12
3	5	10
4	7	8
5	10	5
6	12	3
7	13	2

PVC-филмите са приготвени чрез отливане от разтвор в тетрахидрофуран.

На аналитична везна се претегля необходимото количество поливинилхлорид и се поставя в бехерова чаша от 150 cm^3. Към него се добавят 100 cm^3 тетрахидрофуран. Сместа се загрява на водна баня при 40ºC до пълното разтваряне на поливинилхлорида, след което се добавя претегленото количество естер. Полученият разтвор се разбърква с магнитна бъркалка в продължение на 2 h до пълно хомогенизиране. Разтворът се излива в петри и се оставя да престои до изпаряване на разтворителя. Филмът се суши при стайна температура във вакуум сушилня.

Изследване на свойствата на получените полимерни образци

Диференциална сканираща калориметрия

Термичните свойства на получените филми са изследвани чрез диференциална сканиращата калориметрия (ДСК). Измерванията са проведени на сканиращ калориметър DSC 204 F1 Phoenix (NETZSCH Gerätebau GmbH) в среда на аргон, със скорост на топлинния поток 20 cm^3/min при следните температурни режими:

- Загряване от 20°C до 200°C със скорост 10 K/min (първо сканиране);
- Изотермичен режим при 200°C в продължение на 3 min;
- Охлаждане в течен азот от 200°C до –50°C, със скорост на охлаждане 10 K/min;
- Изотермичен режим при –50°C в продължение на 5 min;
- Загряване от –50°C до 200°C със скорост 10 K/min (второ сканиране);

Теглото на еднократната проба от всеки образец е 2,5-4,2 g.

Температурата на встъкляване *Tg* е определена при второто сканиране като инфлексната точка на термограмата. Обработката е извършена със специализиран софтуер PROTEUS за DSC 204 F1.

РЕЗУЛТАТИ И ОБСЪЖДАНЕ

Пластифицирането на полимерите се основава на увеличаване на гъвкавостта на макромолекулите и надмолекулните структури, под действие на пластификатора, което зависи от неговата съвместимост с полимера. Параметърът, свързан с промяната на

гъвкавостта на структурните елементи, който може да се използва за оценка на съвместимостта и пластифициращият ефект е температурата на встъкляване.

Топлинните свойства на PVC филмите, съдържащи различно количество сукропалмитат като пластификатор са изследвани чрез диференциално-сканираща калориметрия (ДСК), за да се определи температурата на встъкляване *Tg*.

Температурата на встъкляване е определена при второто сканиране като инфлексната точка на термограмата. Обработката е извършена със специализиран софтуер PROTEUS за DSC 204 F1.

Резултатите от ДСК анализа на изследваните образци са представени в *Таблица 2*.

Таблица 2. Данни за температурата на встъкляване Tg в зависимост от съдържанието на естерите в пробата

Проба №	Сукропалмитат, %	Инулин ацетат, %	Темп. на встъкляване (*Tg*), °C
0	0	0	80,5
1	2	13	59,3
2	3	12	60,9
3	5	10	62,8
4	7	8	65,7
5	10	5	70,5
6	12	3	74,5
7	13	2	75,3

Получените резултати от термограмите показват наличие на само една инфлексна точка (една температура на встъкляване) в термограмите на изследваните филми, което показва добра смесимост между естерите и PVC. Температурите на встъкляване на изследваните образци в зависимост от съдържанието на естерите са представени в таблица 2. Има значително намаление на *Tg* с увеличаване на съдържанието на естери, което е потвърждение на пластифициращия му ефект върху PVC. При повишаване на съдържанието на естерите се наблюдава рязко намаляване на температурата на встъкляване.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изследвана е приложимостта на смес от въглехидратни естери като био-пластификатори и био-адитиви в поливинилхлорид. По метода на диференциално-сканиращата калориметрия е определено влиянието на естера върху температурата на встъкляване *Tg* на поливинилхлорид при избраните съотношения. Установено е, че с увеличаване количеството му *Tg* на полимера се понижава, т.е. гъвкавостта на макромолекулите нараства, което е предпоставка за по-висока деформируемост. Това е в подкрепа на извода, че сместа от естери проявява пластифициращ ефект.

Получените на този етап на изследването резултати позволяват да се заключи, че смес от естерите сукропалмитат и инулин ацетат е приложима в качеството си на био-пластификатор за поливинилхлорид в съотношение 3-7% сукропалмитат и 8-12% инулин ацетат в сместа.

Настоящото изследване е финансирано от Фонд „Научни изследвания“ на Технически университет Габрово, Договор 2106С/2021.

REFERENCE

[1] Godshall, M. A. Future directions for the sugar industry, Int. Sugar J., 103 (2001) 378–384.

[2] Galdeano MC, Grossmann MVE, Mali S, Bello-Perez LA, Garcna MA, Zamudio-Flores PB. Effects of production process and plasticizers on stability of films and sheets of oat starch. Mater Sci Eng C 2009, 29 (2), 492-8..

[3] Veiga-Santos P, Oliveira LM, Cereda MP, Scamparini ARP. Sucrose and inverted sugar as plasticizer. Effect on cassava starch–gelatin film mechanical properties, hydrophilicity and water activity. Food Chem 2007, 103(2):255–62.

[4] Yang X Cao N, Fu Y. Effects of various plasticizers on mechanical and water vapor barrier properties of gelatin films. Food Hydrocol 2009;23(3):729–35.

[5] Yin, B., N. Aminlashgari, Xi Yang, M. Hakkarainen, Glucose esters as biobased PVC plasticizers, European Polymer Journal 58 (2014) 34–40.

[6] Vassilev, D., Petkova N., Koleva M., Denev P. Ultrasound-Assisted Synthesis of Sucrose and Fructooligosaccharides Esters as Bio-Plasticizers. *J. Renew. Mater.* 2016, *4*, 24-30. doi: 10.7569/JRM.2015.634125

[7] Vassilev, D., Petkova, N., Koleva M., Denev P. Microwave synthesis of inulin acetate as potential bio-based additive for poly(vinyl chloride). *J. Renew. Mater.*, 2018, *6*, 707-714, doi: 10.32604/JRM.2018.00015

INVESTIGATION OF FIRST ORDER PHASE TRANSITION PROCESS OF STRONIUM DURING HEATING WITH MOLECULAR DYNAMICS SIMULATIONS USING DIFFERENT POTENTIALS

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 melting process of the face-centered cubic strontium (Sr) element, was investigated by classical molecular dynamics simulation. The embedded atom model and Morse potentials, which are from two different families, were used to describe the interactions between Sr atoms. The periodic boundary conditions were applied in all three directions of the simulation box containing 6912 atoms. All simulations were performed with the DL_POLY package program developed in the Daresbury laboratory. The first order phase (solid-liquid) transition during the heating process was monitored by using different analysis methods. The results obtained using both potential functions were discussed by comparing with each other and with other results in the literature.

Keywords: molecular dynamic simulations, solid-liquid phase, interatomic potentials, strontium, pair distribution function

INTRODUCTION

Strontium (Sr) is one of the most common elements in nature and is even the 15th most abundant element in the earth's crust. Consumption of Sr is usually in the form of strontium carbonate. It is commonly used in high-voltage television tubes in the form of carbonate. Sr is also used in the manufacture of ceramic ferrites, which are used in the automotive industry, iron ore separators, copiers and special alloys. Sr, which has a large atomic radius, is also used to neutralize x-rays. Apart from these, strontium sulfide is used in fireworks and paints; strontium nitrate is used in the pharmaceutical industry and in fireworks because it gives a deep red color to the flame; Strontium oxide is a compound also used in pharmaceuticals and is used as an intermediate in the production of strontium ferrite. Strontium hydroxide is a compound used in sugar mills to recover sugar from molasses. Strontium silicate compound, on the other hand, is an important ingredient in the production of high-quality iron [1]. Sr is also known as a bone trace element and has chemical similarity with calcium (Ca) element, so most researchers use it as a replacement ion for Ca in Hydroxyapatite (HAp) [2, 3]. It is accepted that partial substitution of Ca with Sr can improve the biological properties of HAp [4]. Moreover, it has been stated in some studies that the inclusion of Sr in HAp can increase the dissolution rate of HAp as well as increase the adsorption capacity of drugs [5]. In recent years, Sun et al. [6] have studied the effects of Sr incorporation into Mg-Zn-Ca biodegradable bulk metallic glass by both molecular dynamics (MD) simulation and density functional theory calculation. They observed that the results of the newly obtained Mg-Zn-Ca-Sr BMG were quite consistent with previously reported experimental results. The fact that its usage area is so wide and that it gives unique properties to the materials it is added to, increases the interest in Sr element and its alloys even more today. Thus, in the present study, we focused on the changes in the atomic structure of pure Sr during the heating process. To describe the interactions between Sr atoms in all MD simulations, we chose the embedded atom model (EAM) and Morse potentials, which are widely preferred in the literature. In the following sections, the

results obtained from the MD simulations will be discussed in detail using different analysis methods.

EXPOSITION

In classical MD simulations, EAM potentials are mostly preferred to describe pairwise interactions in metals and metal alloys. According to this approximation, the total energy E_i of the *i* atoms is given as:

$$E_i = F_\alpha\left[\sum_{j\neq i}\rho_{\alpha\beta}\left(r_{ij}\right)\right]+\frac{1}{2}\sum_{j\neq i}\phi_{\alpha\beta}\left(r_{ij}\right) \quad (1)$$

where α and β are the element types of atoms *i* and *j*. F_α is the embedding energy that is expressed as a function of atomic electron density (ρ). $\phi_{\alpha\beta}(r_{ij})$ is the pair interaction energy between *i* and *j* atoms separated at a distance of r_{ij} from each other. The EAM potential data used in the present study were taken from Sheng [7] who reproduced and shared it into literature. Another energetic function used here is the Morse pair potential, which is widely preferred in MD simulations. The energy function of the Morse potential is given as:

$$\phi(r) = D_0\left(e^{-2\alpha\left(r_{ij}-r_0\right)}-e^{-\alpha\left(r_{ij}-r_0\right)}\right) \quad (2)$$

where r_{ij} is the distance between *i* and *j* atoms, r_0 is the equilibrium bond length, D_0 is the potential well depth. α is a parameter that controls the width of the potential. Morse potential parameters for pure Sr are given in Table 1 [8].

Table 1. *Morse potential parameters used for pure Sr.*

	D_0 (eV)	α (Å^{-1})	r_0 (Å)
Sr-Sr	0.1513	0.73776	4.988

All simulations were performed with the DL_POLY 2.0 package program developed by Smith et al. [9] at Daresbury laboratories and offered as open source. Initially, the system was formed in the face-centered cubic (FCC) structure, which is the most stable structure for solid Sr. The periodic boundary conditions were applied in all three main axes of FCC crystal structure containing 4 atoms in the unit cell and the total number of atoms in the MD simulation cell was determined to be 6912 (4x(12x12x12)). The velocity form of Verlet algorithm was used to solve Newton's motion equations. The temperature and pressure were controlled by the Berendsen thermostat and barostat throughout the simulations. The system was heated the starting from 0 K up to 1600 K (with 50 K increments), a temperature well above the melting point of Sr (T_m = 1042 K [10], 1050 K [11]), using the isothermal-isobaric (NPT) ensemble and the time step of 1 fs. The temperature-dependent changes of the energy per atom during the heating process for the EAM and Morse potentials are shown in Fig. 1. While the calculated energies values for Morse and EAM potentials change almost linearly up to 600 K and 1100 K, respectively, a sudden change is observed at these points. This shows that the system passes from solid to liquid phase by making a first-order phase transition at 600 K for Morse potential and 1100 K for EAM potential. These results show that the Morse potential predicts the melting point of Sr with a deviation of -52.02% and the EAM potential with a deviation of +5.57% when compared with the experimental melting point given in Ref [10]. The present findings show that the EAM potential predicts the melting point of Sr quite successfully when compared to the Morse potential. The cohesive energies for EAM and Morse potential were determined as -1.72 eV/atom and -1.08 eV/atom, respectively, which shows that the EAM potential results are in good agreement with the experimental value (-1.72 eV/atom [10]) in the literature. In addition, the snapshots of the simulation box at 50 K, 1100 K, and 1150 K are given in the inset of the figure (only for EAM potential). As in crystal-like structures, while Sr atoms have an ordered structure at 50 K, this order disappears at the melting point at 1100 K with increasing temperature, and the structure takes on a form in which both the crystal and liquid phases coexist. When the temperature rises to 1150 K, all the atoms in the box become completely disordered, which is a clear indication that the system is now liquid.

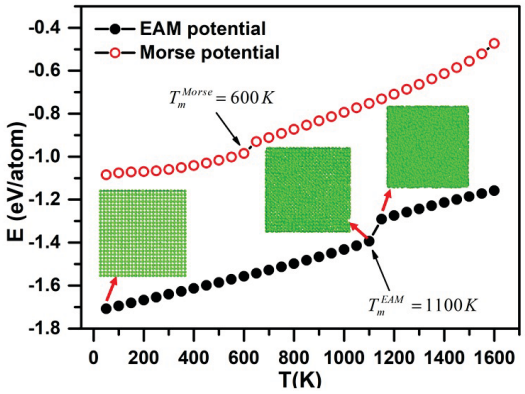


Fig. 1. *Evolution of energy per atom as a function of temperature during the heating process.*

The temperature-dependent variation of the lattice parameters determined during the heating process for both potentials are shown in Fig. 2 together with the experimental value [10]. As expected, the lattice parameters determined for both potentials increase with increasing temperature, and a sudden increase is observed around the melting point, just like in the energy-temperature curves. The lattice parameter determined for the EAM potential is quite consistent with the experimental value, and the Morse potential produces much larger values than the experimental value. The values calculated and discussed up to this section are indispensable for successful MD simulations of a material. In other words, an interatomic potential that cannot predict these values well will fail to predict the physical properties of the material and the results it produces cannot be trusted. According to the results available so far, Morse potentials are not very successful in determining the structural and other properties of Sr. Contrary to Morse potential, EAM has been quite successful in explaining many properties of Sr.

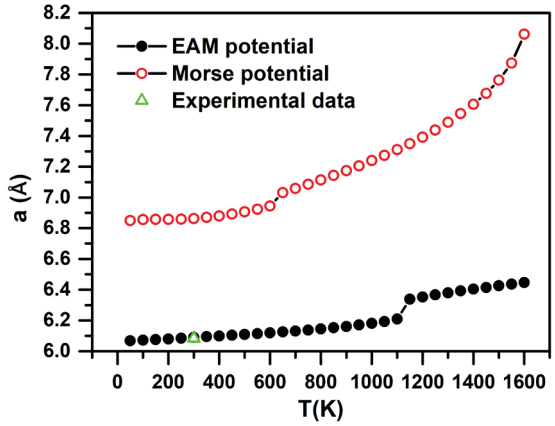


Fig. 2. *Lattice parameters as a function of temperature for both potentials. Experimental data are taken from Ref [10].*

The pair distribution function, *g(r),* represents the probability of finding another atom at a distance *r* from a reference atom. *g(r)* (or structure factor *S(q)*) curves are frequently used to determine phase transitions during heating and cooling processes, as well as to characterize the structural properties of solid, liquid, and amorphous systems [12–16] The expression of *g(r)* used in the MD simulation is as follows;

$$g(r) = \frac{V}{N^2}\left\langle \sum_{i}^{N}\sum_{j\neq i}^{N} \delta\left(r - r_{ij}\right)\right\rangle \qquad (3)$$

where V and N represent the volume of the simulation box and the number of atoms in the box, respectively. *S(q)* is obtained from the Fourier transform of *g(r)* as follows;

$$S(q) = 1 + 4\pi\rho\int_0^{\infty} r^2 \frac{\sin qr}{qr}\left(g(r) - 1\right)dr \qquad (4)$$

where ρ is the average number density. The *g(r)* curves calculated for both potentials at different temperatures are given together in Fig. 3. There are differences in the positions of the main peaks of *g(r)*'s obtained at 300 K for both potentials, but they produce sharp main peaks, which are characteristic of FCC crystal structure. At 500 K, although the main peak of *g(r)* for the EAM potential soften slightly, *g(r)* still has very prominent FCC peaks, whereas for the Morse potential the main peak of *g(r)* decreases significantly at this temperature, which is attributed to the fact that the system contains complex structures together. With the increase in temperature, the *g(r)* curves calculated for the Morse potential at temperatures of 700 K and above exhibit softer and larger amplitude peaks reflecting the characteristic of liquid structures. On the other hand, the sharp peaks still seem to be dominant for the EAM potential. The heights of these peaks decrease and the width of them increase with increasing temperature. Finally, when the temperature is increased to 1300 K, the *g(r)* curve calculated for the EAM potential now shows a peaks specific to liquid state, and this behavior is a clear signature of the melting of the system.

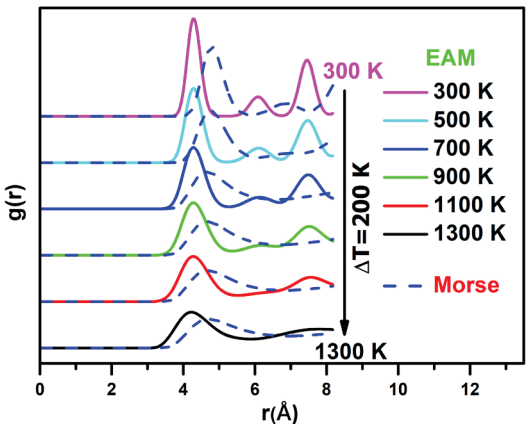
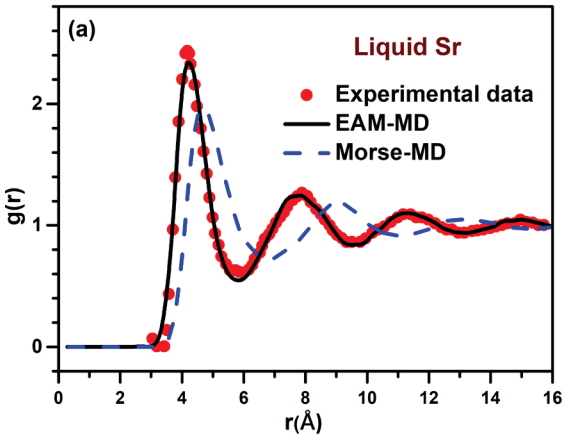


Fig. 3. *Comparison of simulated g(r)'s at different temperatures for EAM and Morse potentials.*

The *g(r)* and *S(q)* curves calculated for the EAM (at 1150 K) and Morse (at 1050 K) potentials of liquid Sr are plotted in Fig. 4 together with the experimental data reported by Waseda (1053 K) [17]. While both the *g(r)* and *S(q)* curves calculated for the EAM potential are in good agreement with the experimental data, the positions and heights of their peaks for the Morse potential are very different from the experimental data. The consistency between the EAM-MD simulations and the experimental data indicates that the EAM potential can accurately describe the interactions between Sr atoms in the system and predict the positions of the atoms. Morse potential, on the other hand, gives unsuccessful results for Sr and cannot accurately describe the physical properties of Sr by MD simulation method, so it is recommended to reconsider the potential parameters. At the same time, these results also support the results discussed above.



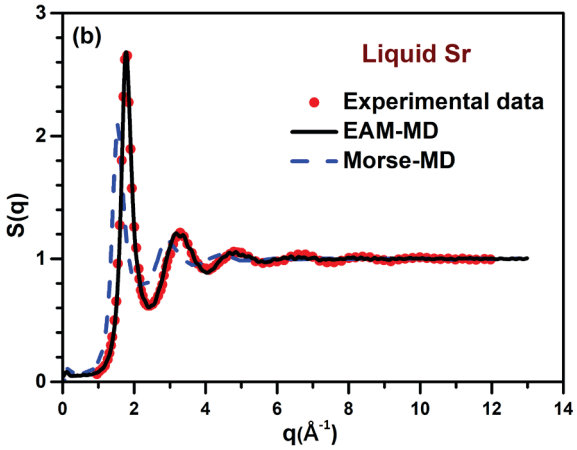


Fig. 4. *Calculated (a) g(r) and (b) S(q) curves for EAM (at 1150 K) and Morse (at 1050 K) potentials of liquid Sr. Experimental data have been taken from Waseda (at 1053 K)* [17].

In our study, we obtained information about the evolution of the microstructure of the system throughout the heating process, using the Honeycutt-Andersen (HA) index analysis method to describe the process well [18]. In the HA technique, four different integer index sequences, *ijkl*, are used to characterize the local environment of bonded pairs. The first integer *i* indicates whether the two given atoms are bonded. That is, the first integer is 1 if the root pairs are bonded, 2 otherwise. The second integer *j* represents the number of nearest neighbor atoms in common with pairs of roots. The third integer *k* gives the number of nearest neighbor bonds between these common points. If the fourth integer is *l*, it is a parameter used to distinguish local structures when the first three integers *(i, j, k)* are the same. According to this technique, 1431 and 1541 bonded pairs are characteristic of defective icosahedra, while 1551 bonded pairs are characteristic of icosahedra order. 1421 and 1422 bonded pairs are characteristic of FCC and hexagonal close-packed (HCP) crystal structures, respectively. Finally, the 1661 and 1441 bonded pairs are characteristic of the body-centered cubic (BCC) crystal structure. The schematic representation of the most common bonded pairs mentioned is given in Fig. 5.

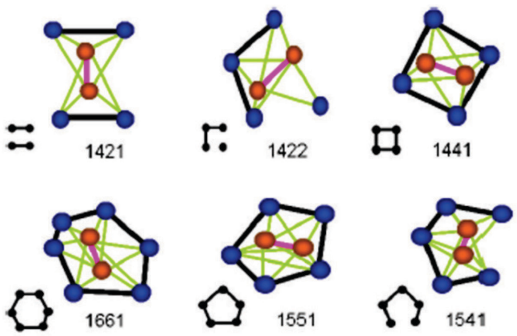


Fig. 4. *Display of some of the most common bonded pairs* [19].

With the HA method applied to the data obtained from the EAM-MD and Morse-MD simulations, the most common bonded pairs (1421, 1422, 1661, 1441, 1551, 1541 and 1431) in the system have been determined and their temperature-dependent evolutions are presented in Fig. 5. This figure also represents the temperature-dependent microstructure changes during the first-order phase transition. In Fig. 5, the percentage of 1421 bonded pairs found at low temperatures has been 100% for both potentials. Since the 1421 bonded pairs represent the FCC structure, this indicates that the system is stable in the FCC crystal structure. The percentage of these bonded pairs decreases with increasing temperature, with a sharp decrease around the melting point for each potential, dropping to almost 0%. Meanwhile, a certain increase is observed in other bonded pairs depending on the increasing temperature. Of particular interest is the increase of 1541 bonded pairs representing defective FCC clusters. This means that 1421 bonded pairs start to deteriorate with the effect of temperature and they are replaced by 1541 bonded pairs. These results show that there are significant changes in the structure of Sr during the heating. In other words, 1421 bonded pairs representing the natural structure of the system, turn into 1431 and 1541 bonded pairs and other bonded pairs with increasing temperature. In terms of HA analysis results, it has been observed that the system maintains its stable structure during the heating process at both potentials.

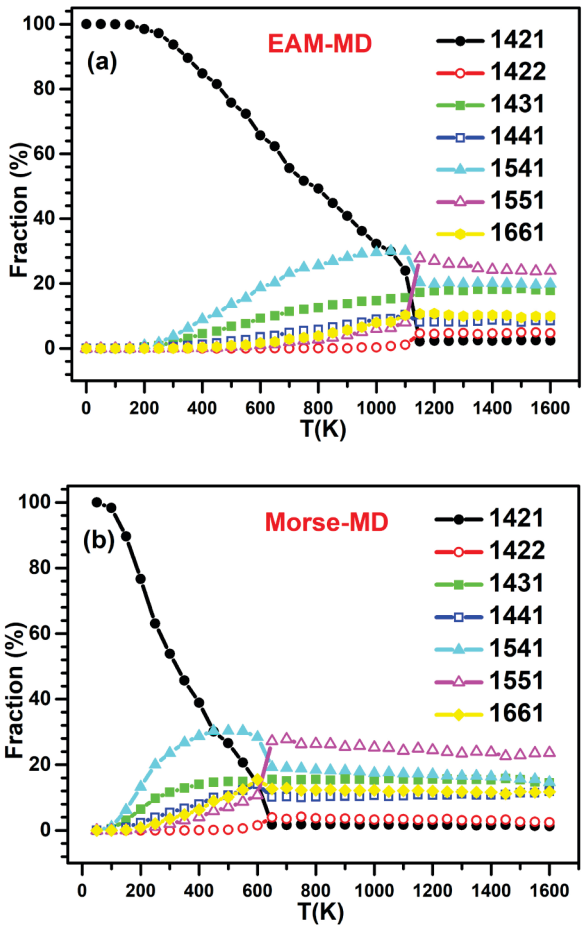


Fig. 5. *Temperature-dependent variation of the most dominant bonded pairs according to HA analysis of (a) EAM-MD and (b)Morse-MD simulation results.*

CONCLUSION

In this study, EAM and Morse potentials were used to investigate the effect of potential functions on some physical properties of FCC Sr such as structural evolution and melting point with the help of MD simulation method. While the EAM potential is successful in explaining all the physical properties of Sr calculated in this study, the Morse potential cannot respond to the demands. This once again reveals how important the selected potential in MD simulations is. A review of Morse potential parameters for Sr is recommended, and it is thought that the results of the current study will encourage scientists to examine the dynamic, mechanical properties and behavior of Sr under pressure.

REFERENCE

[1] Eskier U. What is Strontium and Where Is It Used?, https://www.makaleler.com/stronsiyum-nedir (2021).

[2] Chadha RK, Singh AP, Singh KL, vd. Influence of microwave processing and sintering temperature on the structure and properties of Sr/Zr doped hydroxyapatite. Mater Chem Phys 2019; 223: 319–324.

[3] Yan S, Xia P, Xu S, vd. Nanocomposite Porous Microcarriers Based on Strontium-Substituted HA- g -Poly(γ-benzyl- l -glutamate) for Bone Tissue Engineering. ACS Appl Mater Interfaces 2018; 10: 16270–16281.

[4] Park SY, Kim K-I, Park SP, vd. Aspartic Acid-Assisted Synthesis of Multifunctional Strontium-Substituted Hydroxyapatite Microspheres. Cryst Growth Des 2016; 16: 4318–4326.

[5] Zhu H, Guo D, Sun L, vd. Nanostructural insights into the dissolution behavior of Sr-doped hydroxyapatite. J Eur Ceram Soc 2018; 38: 5554–5562.

[6] Sun S-J, Ju S-P, Yang C-C, vd. Effects of Strontium incorporation to Mg-Zn-Ca biodegradable bulk metallic glass investigated by molecular dynamics simulation and density functional theory calculation. Sci Rep 2020; 10: 2515.

[7] Sheng H. EAM potentials, https://sites.google.com/site/eampotentials/Sr (2021).

[8] Girifalco LA, Weizer VG. Application of the Morse Potential Function to Cubic etals. Phys Rev 1959; 114: 687–690.

[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] The periodic table of the elements, http://www.webelements.com/strontium/crystal_structure.html (2021).

[12] Sengul S, Celtek M. Pressure Effects on the Structural Evolution of Monatomic Metallic Liquid Hafnium. BEU J Sci 2018; 7: 144–158.

[13] Celtek M. The effect of atomic concentration on the structural evolution of Zr100-xCox alloys during rapid solidification process. J Non Cryst Solids 2019; 513: 84–96.

[14] Celtek M, Sengül 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.

[15] Sengul S, Celtek M, Domekeli U. The structural evolution and abnormal bonding ways of the Zr80Pt20 metallic liquid during rapid solidification under high pressure. Comput Mater Sci 2020; 172: 109327.

[16] Celtek M, Sengul S, Domekeli U, vd. Dynamical and structural properties of metallic liquid and glass Zr48Cu36Ag8Al8 alloy studied by molecular dynamics simulation. J Non Cryst Solids 2021; 566: 120890.

[17] Waseda Y. *The Structure of Non-Crystalline Materials-Liquids and Amorphous Solids*. New York: London: McGraw-Hill, 1981.

[18] Honeycutt JD, Andersen HC. Molecular Dynamics Study of Melting and Freezing of Small Lennard- Jones Clusters. J Phys Chem 1987; 91: 4950–4963.

[19] Çelik FA. CuAu ve Cu3Au Süper Alaşımların Bazı Termal Özelliklerinin Moleküler Dinamik Çalışması. J Inst Sci Technol 2021; 11: 1939–1947.

A MOLECULAR DYNAMICS SIMULATION STUDY ON THE STRUCTURAL EVOLUTION OF LIQUID CALCIUM UNDER HIGH PRESSURE

Murat Celtek[1], Sedat Sengul[2], Unal Domekeli[2]
[1]*Faculty of Education, Trakya University, 22030, Edirne – TURKEY*
[2]*Dept. of Physics, Trakya University, 22030, Edirne – TURKEY*

Abstract

In this study, the evolution of the atomic structure of liquid calcium under different pressures (between 0-90 GPa) was investigated by classical molecular dynamics simulations using the embedded atom method potential. First, the calcium element, which has a face-centered cubic structure, was heated up to 3500 K, which is a very high from the experimental melting point (T_m=1113 K), and as a result, molten calcium was obtained. The pressure-dependent structural evolution of liquid calcium was analyzed using the pair distribution function, structure factor, and Honeycutt-Andersen method. The results showed that pressure has significant effects on the atomic structure of liquid calcium. In order to increase the reliability and acceptability of the simulations, the results obtained were discussed by comparing with the ab initio molecular dynamics simulation results and experimental results in the literature. We think that the present findings will shed light on the structural behavior of liquid calcium at high pressures.

Keywords: high pressure, embedded atom method, liquid calcium, Honeycutt-Andersen method, melting point

INTRODUCTION

At the atomic scale, it is very important to be able to quickly, accurately and reliably explain physical properties of materials such as structural, dynamic, mechanical and thermodynamic. Although experimental and quantum-based molecular dynamics (MD) simulation methods provide accurate and successful results for this aim, they have some disadvantages. Experiments are very expensive and, unfortunately, there is no possibility to control all the conditions for investigating the physical properties of the material, and quantum-based simulations are relatively slow and very costly to work with even a few hundred atoms. These disadvantages lead researchers to classical MD simulations, which are cheaper, offer a possibility to work with more atoms, are much faster, and can provide very successful results with a good modeling [1]. Today, MD simulations are successfully applied in many of the fundamental fields of physics, nanotechnology, chemistry, biology and engineering and provide valuable information about the unknown worlds of materials [2–8]. In addition to the temperature effect, MD simulations are also suitable for examining the changes in the structural, dynamic and mechanical properties of materials, especially under high pressure [5, 9–12]. Pressure and temperature are two important parameters that affect the solidification process of materials, and the effect of temperature on the solidification process has been extensively studied. In contrast, there are few studies investigating the effect of pressure on the solidification process and liquid structures because there is no equipment that can directly observe the solidification process under high pressure conditions. Encouraged by these shortcomings, we investigated the effect of high pressure on liquid calcium (Ca) by taking advantage of MD simulations. Although there are many studies on the element Ca, there is very limited information about how it behaves at high temperatures and high pressures. One of the reasons we chose the element Ca is that it is one of the most abundant elements in nature and most needed for the survival of living things.

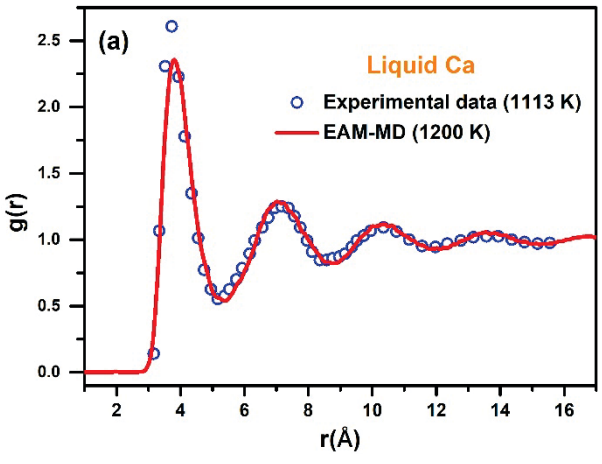
On the other hand, it is used in the food industry, medicine-health, chemistry and industry. In addition, the role of this element in the chemical processes applied in the production process of many different elements is quite high. In this study, MD simulations under different pressures applied on liquid Ca at 3500 K have been performed using embedded atom method (EAM) potentials and the obtained results are discussed in comparison with appropriate experimental and other MD simulation results in the literature.

EXPOSITION

EAM is a semi-experimental technique developed to calculate the energy of an atomic arrangement. EAM potentials are among the most preferred potentials in MD simulations to investigate the atomic, dynamic, thermodynamic, and mechanical properties of pure or alloy systems at high temperatures and pressures [13]. In this technique, the energy of each atom in the system is calculated from the energy required to place the corresponding atom in the local electron density created by other atoms in the system. The total energy E_i of an i atom is given by:

$$E_i = F_\alpha\left[\sum_{j\neq i}\rho_{\alpha\beta}\left(r_{ij}\right)\right]+\frac{1}{2}\sum_{j\neq i}\phi_{\alpha\beta}\left(r_{ij}\right) \qquad (1)$$

where α and β are the element types of atoms i and j. F_α is the embedding energy and it is expressed as a function of atomic electron density (ρ). $\phi_{\alpha\beta}(r_{ij})$ is the pair interaction energy between i and j atoms separated at a distance of r_{ij} from each other. More detailed information on the EAM potential data used here can be obtained from Ref [14]. The simulations have been performed using the DL_POLY 2.0 code [15]. The simulations have been carried out with an fcc lattice consisting of 13500 atoms in a 3D periodic cubic box of size 84Å×84Å×84Å. Newtonian equations of motion are numerically integrated using the Verlet method with a time step of 1 fs. The isothermal isobaric (NPT) ensemble was employed to control the temperature and pressure. Firstly, the system was heated from 0 K to 3500 K (50 K intervals) and run for another 500,000 timesteps under zero pressure to obtain a well-equilibrated liquid at 3500 K. External pressure between 0-90 GPa has been applied on the equilibrated liquid and a total of 50,000 timesteps have been given to the system at each pressure. At this stage, 40,000 steps have been devoted to equilibrating the system, and the remaining 10,000 steps have been devoted to statistical calculations. Recently, Celtek [1] conducted a detailed investigation of some physical properties of pure Ca during the heating process using the same EAM potential dataset. He observed that the EAM potential accurately predicted the physical parameters such as lattice parameter (a^{EAM}=5.59 Å and $a^{Exp.}$=5.59 Å [16]), cohesive energy (E^{EAM}=1.84 eV/atom and $E^{Exp.}$=1.84 eV/atom [17]), specific heat (C_p^{EAM}=26.10 J.mol^{-1}.K^{-1} and $C_p^{Exp.}$=25.400 J.mol^{-1}.K^{-1} [16]), linear thermal expansion coefficient (ε^{EAM}=2x10^{-5} K^{-1} and $\varepsilon^{Exp.}$=2.2x10^{-5} K^{-1} [16]), density (ρ^{EAM}=1.52 g/cm^3 and ($\rho^{Exp.}$=1.53 g/cm^3 [17]) and melting point (T_m^{EAM}=1190 K and $T_m^{Exp.}$=1113 K [17]) calculated at the respective temperatures. In addition, the pair distribution function (PDF or *g(r)*) and structure factors (SF or *S(q)*) calculated for liquid Ca are shown in Figs. 1(a) and 1(b) together with the experimental data. These functions are not given here, more detailed information about them can be found in Ref [18]. We used PDF and SF curves simulated at 1200 K to compare with experimental data. The simulated both PDF and SF curves of liquid Ca are in excellent agreement with the experimental data. All these results show that EAM-MD simulations are successful and produce reliable results. Encouraged by this, we focused on what kind of effects the external pressure exerted on the liquid Ca had on its atomic structure.



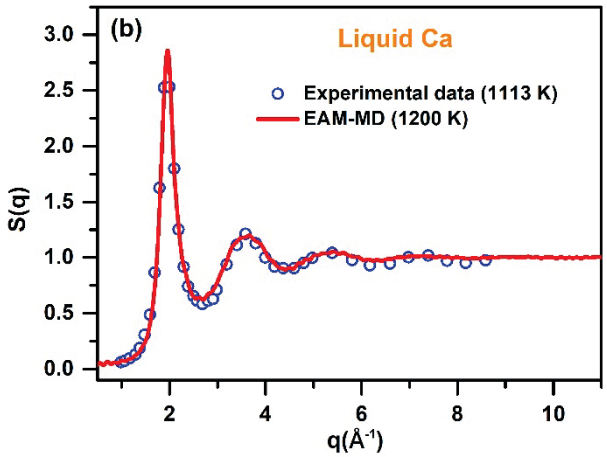


Fig. 1. *Calculated (a) g(r) and (b) S(q) curves for liquid Ca (at 1200 K). Experimental data have been taken from Waseda (at 1113 K)* [19].

PDFs and SFs calculated under different pressures are shown in Figs. 2(a) and 2(b). As seen from Fig. 2(a), the PDFs of liquid Ca mainly consist of three peaks. The first of these peaks is higher and narrower than the others. As the pressure increases, the first peak moves towards the smaller *r* value (especially between 0-30 GPa), the amplitude becomes narrower, and the peak height increases. Moreover, the depression between the first and second peaks gets deeper with increasing pressure. On the other hand, they become more prominent in the second and third peaks. In addition, a fourth peak occurs at high pressures, which is not visible at low pressures. The position of the first peaks of the PDFs decreases rapidly from 0 to 30 GPa, revealing that below 30 GPa the distance between the first nearest neighbor Ca-Ca atoms decreases more sharply. This behavior may be associated with the gradual occupation of interstitial sites. These changes are now much slower at pressures of 40 GPa and above. All these findings show that the applied external pressure is effective on the atomic structure of liquid Ca. As seen in Fig. 2(b), the first peaks of *S(q)* shift from left to right with increasing pressure and their amplitudes narrow, indicating an increase in the short range ordering of liquid Ca. The first peak positions of *S(q)* shift continuously towards larger values of q in the 0 to 30 GPa pressure range, much more pronounced than the pressure dependent peak position change in the 40 to 90 GPa pressure range. This is attributed to non-uniform shrinkage of liquid Ca at different pressures, and this behavior is consistent with the pressure-dependent variation of the peak positions of *g(r)*. In order to evaluate this situation from a different angle, the snapshots of the simulation boxes under various pressures are given in Fig. 3 together with the box dimensions.

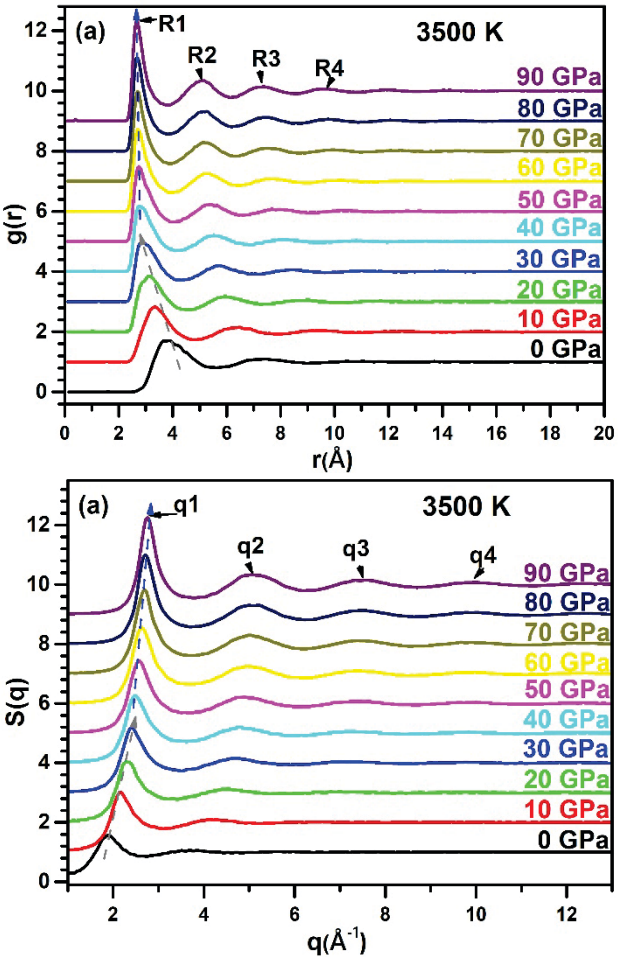


Fig. 2. *(a) g(r) and (b) S(q) curves calculated under different pressures.*

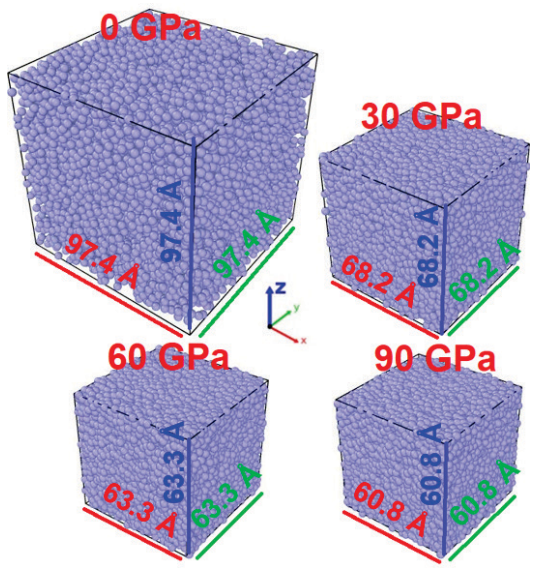


Fig. 3. *Snapshots and dimensions of the simulation box under 0, 30, 60 and 90 GPa external pressure.*

This sharp decrease in the size and therefore volume of the simulation boxes under the influence of pressure means that different atomic arrangements begin to form in the system and continue to evolve. Moreover, the relative volume-pressure (V_p/V_0, where V_p and V_0 represent volumes at high pressure and ambient pressure conditions, respectively) dependence of the system is shown in Fig. 4 together with the previously reported *ab-initio* MD simulation results [20]. There is good agreement between the simulation results of EAM-MD and ab-initio MD under low pressures.

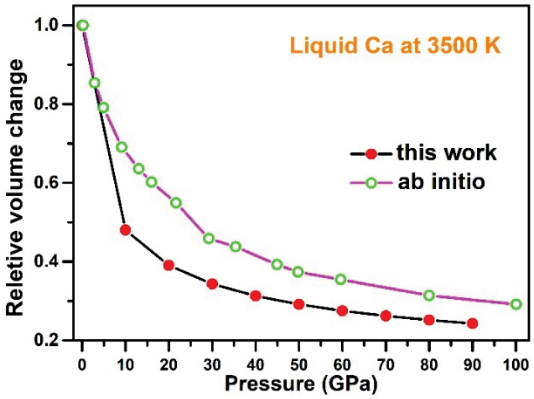


Fig. 4. *Comparison of the relative volume change results for EAM-MD and previously reported ab-initio simulations [20].*

Although there are slight differences in the results with increasing pressure, the pressure-related change in both methods is generally the same trend. This is an indication that the EAM potential accurately predicts the structural properties of liquid Ca under high temperature and pressure. Fig. 5 depicts the calculated atomic density for liquid Ca under different pressures. As expected, as a result of the decrease in volume, the atoms in the system begin to position closer to each other and as a natural consequence of this, the atomic density of the system increases.

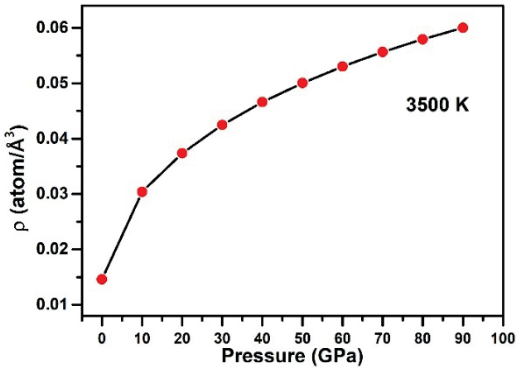


Fig. 5. *Evolution of the atomic density of liquid Ca as a function of pressure.*

To investigate the mobility of liquid Ca, we calculated the self-diffusion coefficients (D) under different pressures from the following equation, using the long-time evolution of the mean-square displacement (MSD).

$$D = \lim_{t\to\infty} \frac{1}{6} \frac{\partial \langle r^2(t) \rangle}{\partial t} \qquad (2)$$

Fig. 6 depicts the evolution of the calculated D's for liquid Ca at 3500 K as a function of pressure. From the figure it is observed that at 0 GPa the system has the largest D value and as the pressure is increased to 10 GPa, its value drops very sharply, which is consistent with the results discussed above. As expected, increasing pressure decreases the mobility of atoms in the system and as a result decreases in D's. This decreasing trend continues systematically between 0 GPa and 90 GPa. All these findings and analysis results show that the pressure is effective on the system, but nevertheless it does not cause an abnormal change in the structure of liquid Ca.

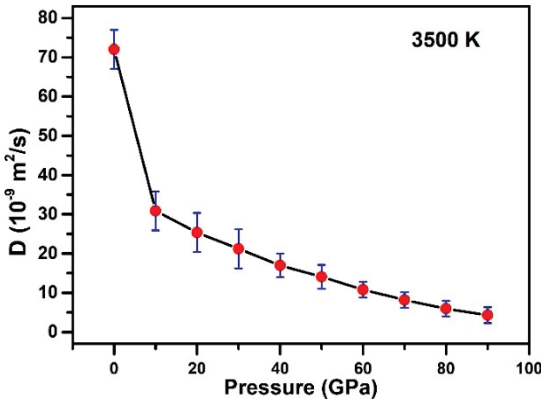


Fig. 6. *Evolution of D's calculated for liquid Ca at 3500 K as a function of pressure.*

While PDFs and SFs provide a superficial perspective, Honeycutt-Andersen (HA) [21] pair analysis method allows us to obtain more detailed information about the microstructure of the system. The HA technique is based on four integer notation *(ijkl),* please refer to Ref [18, 22, 23] for more detailed information. As a result of HA analysis, 1311, 1321, 1421, 1422, 1431, 1441, 1541, 1551 and 1661 bonded pairs have been found to be the most dominant in the system. The pressure dependent changes of these pairs are shown in Fig. 7. Of these, 1551 bonded pairs represent ideal icosahedra, 1541 and 1431 bonded pairs defective icosahedra

order. The 1421 bonded pair is fcc, the 1422 bonded pair is hcp, and the 1661 and 1441 bonded pairs represent the bcc crystal structures. 1311 and 1321 bonded pairs are also other clusters mostly found in liquid structures. It is seen that 1431, 1541 and 1551 bonded pairs, which are more common in liquid and amorphous structures, are the most dominant pairs for all pressures. Within these three clusters, 1551 and 1541 bonded pairs first showed a decreasing trend with increasing pressure, then interestingly started to increase in the range of 40-50 GPa. On the other hand, 1431 couples first increase rapidly and then show a milder tendency to increase. The opposite situation has also been observed for 1311 bonded pairs. It is only the 1421 and 1422 bonded pairs that continuously increase for all applied pressures. This can be attributed to the desire of Ca, which is kept under pressure at high temperatures, to return to the fcc structure, which is its original structure at low temperatures. Except for these bonded pairs, all of the other bonded pairs decrease with increasing pressure.

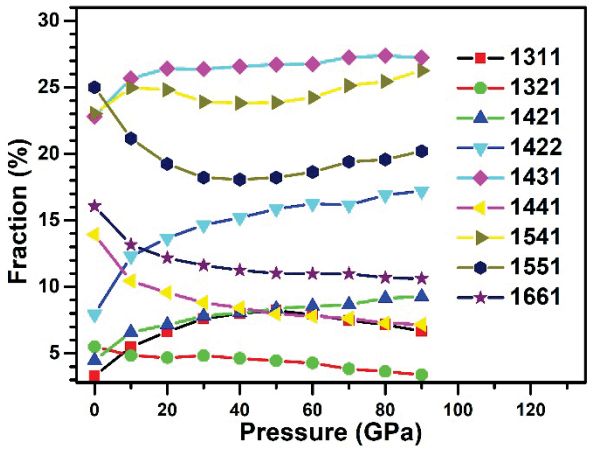


Fig. 7. *Fraction of the most common HA indices simulated under different pressures.*

CONCLUSION

In summary, the atomic structure evolution of liquid Ca under various pressures ($0 \leq P \leq 90$, $\Delta P = 10$ GPa) has been studied by classical MD simulations using EAM potentials. PDFs and SFs calculated around the melting point for liquid Ca are in good agreement with the experimental data. With increasing pressure, the first peaks of the PDFs shifted towards the smaller r value, as well as their amplitudes narrowed and their peak heights increased. The relative volume changes calculated from the EAM-MD simulations systematically decreased with increasing pressure, furthermore, our results are consistent with other *ab-initio* MD simulation results. The self-diffusion coefficients decreased regularly with increasing pressure. According to HA analyzes, 1431, 1541 and 1551 bonded pairs have been found to be the most dominant species at all pressures, and only 1421 and 1422 bonded pairs have been found to increase continuously with increasing pressure. These sluggish structural crossovers and the structural evolution of liquid Ca under pressure should motivate further investigation of its physical properties, such as dynamics and mechanics.

REFERENCE

[1] Celtek M. Investigation of Heating Process of Pure Calcium Element by Molecular Dynamics Simulation Method. BEU J Sci 2021; 10: 803–815.

[2] Sheng HW, Luo WK, Alamgir FM, vd. Atomic packing and short-to-medium-range order in metallic glasses. Nature 2006; 439: 419–425.

[3] Sengul S, Celtek M. Pressure Effects on the Structural Evolution of Monatomic Metallic Liquid Hafnium. BEU J Sci 2018; 7: 144–158.

[4] Celtek M, Sengül 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.

[5] Sengul S, Celtek M, Domekeli U. The structural evolution and abnormal bonding ways of the Zr80Pt20 metallic liquid during rapid solidification under high pressure. Comput Mater Sci 2020; 172: 109327.

[6] Celtek M. The effect of atomic concentration on the structural evolution of Zr100-xCox alloys during rapid solidification process. J Non Cryst Solids 2019; 513: 84–96.

[7] Celik FA. Molecular dynamics simulation of polyhedron analysis of Cu–Ag alloy under rapid quenching conditions. Phys Lett A 2014; 378: 2151–2156.

[8] Kizilagac S, Celik F, Koksal K. The Impact of Pt Concentration on Crystal Growth Mechanism in Pt-Pd Binary Alloy System in the Context of Molecular Dynamics. Metals (Basel) 2018; 8: 926.

[9] Celik FA. Pressure and cooling rate effect on polyhedron clusters in Cu–Al alloy by using

molecular dynamics simulation. Phys B Condens Matter 2014; 450: 71–76.
[10] Celik FA, Kazanc S, Yildiz AK, vd. Pressure effect on the structural properties of amorphous Ag during isothermal annealing. Intermetallics 2008; 16: 793–800.
[11] Kazanc S, Celik FA, Yildiz AK, vd. Pressure effect on intermediate structures during transition from amorphous to crystalline states of copper. Comput Mater Sci 2007; 40: 179–185.
[12] Senturk Dalgic S, Celtek M. Glass forming ability and crystallization of CuTi intermetallic alloy by molecular dynamics simulation. J Optoelectron Adv Mater 2011; 13: 1563–1569.
[13] 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.
[14] Sheng HW. EAM potentials, https://sites.google.com/site/eampotentials/Ca (2021).
[15] Smith W, Forester TR. DL_POLY_2.0: A general-purpose parallel molecular dynamics simulation package. J Mol Graph 1996; 14: 136–141.
[16] Brandes EA, Brook GB. *Smithells Metals Reference Book*. 7th baskı. Butterworth Heinemann, 1998.
[17] Kittel C. *Introduction to Solid State Physics*. New York: John Wiley & Sons Inc., 1986.
[18] Celtek M, Sengul S, Domekeli U, vd. Dynamical and structural properties of metallic liquid and glass Zr48Cu36Ag8Al8 alloy studied by molecular dynamics simulation. J Non Cryst Solids 2021; 566: 120890.
[19] Waseda Y. *The Structure of Non-Crystalline Materials-Liquids and Amorphous Solids*. New York: London: McGraw-Hill, 1981.
[20] Khan SA, Wang XD, Cao QP, vd. Structural evolution in liquid calcium under pressure. J Non Cryst Solids 2017; 472: 25–30.
[21] Honeycutt JD, Andersen HC. Molecular Dynamics Study of Melting and Freezing of Small Lennard- Jones Clusters. J Phys Chem 1987; 91: 4950–4963.
[22] 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.
[23] Sengul S, Celtek M, Domekeli U. Molecular dynamics simulations of glass formation and atomic structures in Zr60Cu20Fe20 ternary bulk metallic alloy. Vacuum 2017; 136: 20–27.

THE STRUCTURAL PROPERTIES OF LIQUID MOLYBDENUM UNDER HIGH PRESSURE: MOLECULAR DYNAMICS SIMULATIONS STUDY

Sedat SENGUL[1], Murat CELTEK[2] and Unal DOMEKELI[1]

[1] *Department of Physics, Faculty of Science, University of Trakya, 22030, Edirne, TURKEY*

[2] *Faculty of Education, University of Trakya, 22030, Edirne, TURKEY*

Abstract

In this study, the structural properties of liquid molybdenum at high pressure and high temperatures were investigated by using the classical molecular dynamics simulation technique. Finnis-Sinclair type many-body potentials were used to describe interatomic interactions between atoms in the system. The liquid system was simulated under different pressures ranging from 0 to 50 GPa to observe the effect of pressure on structural properties. The pressure dependence of some structural properties such as volume, pair distribution functions, mean square displacement and diffusion coefficient was analyzed in detail. The results showed that the first, second and third nearest neighbor distances vary depending on the pressure and the atomic mobility decreases as the pressure applied to the liquid system increases.

Keywords: Liquid molybdenum, MD simulation, high pressure.

INTRODUCTION

The structural properties of metallic liquids at high temperature and under high pressure have recently attracted the attention of many researchers [1-5]. There is more than one technique for preparing metallic alloys containing two or more components. The most preferred of these techniques is the method of mixing the liquid forms of each element forming the alloy together. The mechanical properties of the solid (crystalline or glassy) material obtained from the melt vary depending on the heterogeneity of the atomic arrangement in the liquid state, the applied pressure and the quenching rate [6-8]. Therefore, it is important to comprehensively analyze the structural properties of liquid metals at high pressure and temperature. The structural properties of these metals can be investigated using both experimental and theoretical methods. In particular, molecular dynamics (MD) simulations among theoretical methods are frequently used to investigate the structural development of liquid metals at high pressure and temperature, since they have the ability to analyze in detail at the atomic scale [9-14]. Molybdenum (Mo), which is used in many fields from increasing the strength of steel at high pressures and temperatures to nuclear energy applications, is an important element in the production of alloys with high heat and corrosion resistance. However, studies on liquid Mo are still very limited [15-18]. With this motivation, we have analyzed in detail the structural properties of liquid molybdenum at high temperature and under high pressure, using the MD simulation technique in this study.

EXPOSITION

In this study, FS type many-body potential was used to describe interactions between atoms in MD simulations. According to the FS potential, the total energy E of a system consisting of N atoms is expressed as [19,20]:

$$E = \frac{1}{2}\sum_i \sum_j V_{ij}(r_{ij}) - A\sum_i \sqrt{\rho_i}\ , \qquad (1)$$

$$V_{ij} = \begin{cases} (r_{ij} - c)^2 (c_o + c_1 r_{ij} + c_2 r_{ij}^2) & (r_{ij} \le c), \\ 0 & (r_{ij} > c), \end{cases} \qquad (2)$$

$$\rho_i = \sum_{j \ne i} \emptyset(r_{ij}), \qquad (3)$$

$$\emptyset_{ij} = \begin{cases} (r_{ij} - d)^2 + \frac{\beta(r_{ij}-d)^3}{d} & (r_{ij} \le d), \\ 0 & (r_{ij} > d), \end{cases} \qquad (4)$$

where, $V_{ij}(r_{ij})$ is the pairs potential energy and is the repulsive term of the total energy expression. r_{ij} is the distance between atoms i and j. ρ_i is the total electronic charge density at the site of atom i, constructed by superposition of the local atomic charge densities. $\emptyset_{ij}$ is atomic charge density function. A is the embedding energy and forms the attractive term of the total energy expression. c_o, c_1, c_2 and β are adjustable parameters used in the fitting process. c and d are cutoff parameters. FS potential parameters calculated by Finnis *et al*. [19] for Mo element are listed in Table 1 and details are given in Ref. [19,20].

Table. 1. *FS potential parameters for Mo.*

parameter	value	parameter	value
d (Å)	4.114825	c_o	43.4475218
A (eV)	1.887117	c_1	−31.9332978
β	0	c_2	6.080424
c (Å)	3.25		

In this study, all MD simulations were performed using the parallel code DL_POLY 2.0 [21] package. The initial configuration of the liquid Mo system was prepared as follows: first, 6750 Mo atoms were placed in a body-centered cubic (bcc) crystal lattice in a cubic box with periodic boundary conditions. Next, the crystal system was heated using the isothermal- isobaric (NPT) ensemble under 0 pressure from 0 K to 4000 K with a temperature increase of 50 K. Finally, the liquid system at 4000 K was equilibrated with 100000 MD steps using under constant temperature and constant volume (NVT) canonical ensemble. The Liquid Mo was simulated using the NPT ensemble under pressures of 0, 10, 20, 30, 40 and 50 GPa, respectively. In each simulation, a total of 100000 MD steps were used, with 75000 MD steps to equilibrate the system and 25000 MD steps for the production of averages. Nosé-Hoover barostat and thermostat [22] were used to control the pressure and temperature of the system during the simulations. Newton's equations of motion were numerically solved with a 1.0 fs time step using the Velocity Verlet algorithm.

To test the accuracy of the FS potential used in our MD calculations, we determined physical properties such as cohesive energy (E_c), lattice constant (a_0) and melting temperature (T_m) for bulk Mo and compared them with the experimental results [23] in Table 2.

Table. 2. *Some physical properties for bulk Mo.*

Quantity	MD-FS	Experimental [23]
E_c (eV)	6.807	6.820
a_0 (Å)	3.147	3.150
T_m (K)	3450	2895

Except for the melting temperature, the cohesive energy and lattice constant for bulk Mo are in good agreement with the experimental results. The melting temperature obtained from MD-FS Mo is approximately 20% greater than the experimental result. In MD simulations, the melting temperature is usually approximately 10-20% higher than the actual value due to the applied periodic boundary conditions. Ercolessi [24] explained this hysteresis as “waiting for a seed of the liquid phase to emerge with a spontaneous fluctuation”. These results show that the FS potential used in the MD simulations accurately describes the interatomic interactions for bulk Mo. The temperature dependent change of the potential energy obtained from MD simulations for bulk Mo under 0 GPa pressure during the heating process is shown in Figure 1.

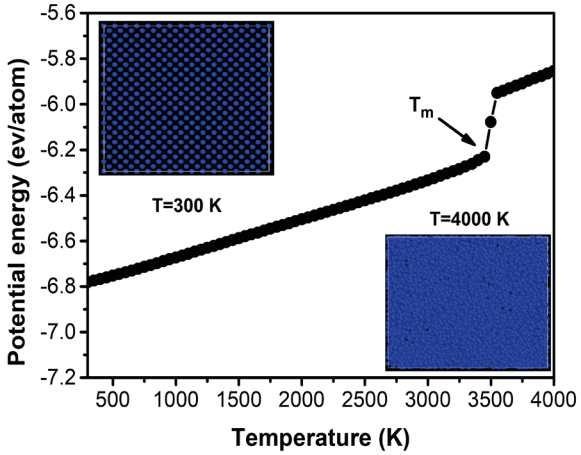


Fig. 1. *Temperature dependence of the potential energy of bulk Mo under 0 GPa during the heating processes.*

Potential energy exhibits a linear increase with temperature from low temperatures to around the melting point, while it shows a sudden increase at the melting. This increase indicates

that a first-order phase transition occurs in the system. The potential energy continues to increase linearly with temperature from the melting point to 4000 K. Also, the atomic configurations of the system at 300 and 4000 K are presented in the inset of Figure 1. The atomic configuration at 4000 K assures us that bulk Mo is completely in the liquid phase at this temperature.

The variation of the reduced volume and lattice constant of the liquid Mo depending on the pressure at 4000 K is presented in Figure 2.

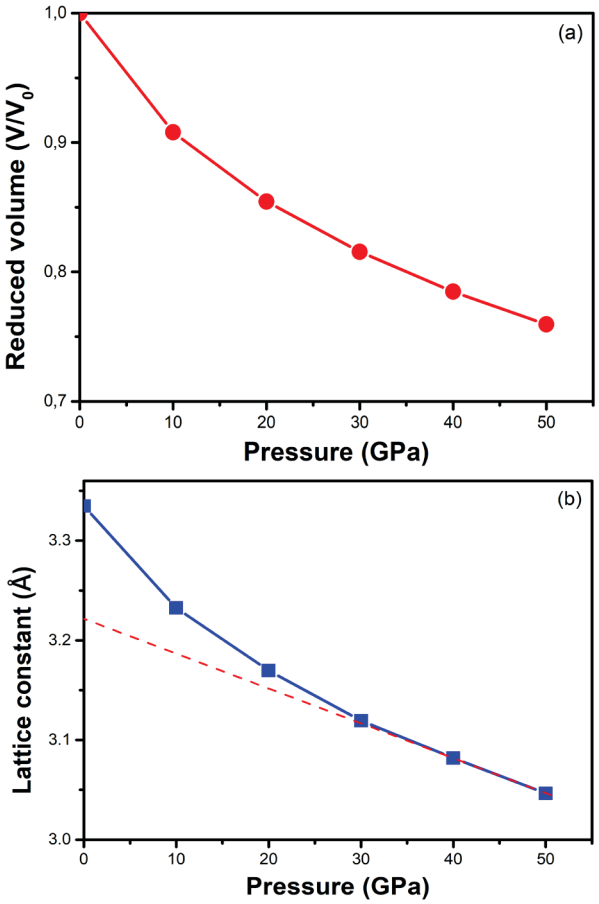


Fig. 2. *Pressure dependent change of (a) reduce volume (b) lattice constant of liquid Mo at 4000 K. V_o is the volume under 0 GPa. The red dashed line is the linear fit.*

Figure 2a shows that the volume of the system decreases by approximately 25% up to 50 GPa. This behavior can be explained by the knowledge that the liquid volume decreases under an applied external pressure. In Figure 2b, the lattice constant tends to decrease with the increase in pressure. While this decrease is far from linear behavior up to 30 GPa, it shows a linear behavior between 30GPa and 50 GPa.

The simplest and most common way to answer the question of how pressure or temperature acting on a system changes the structural properties is to evaluate the pair distribution function (PDF). The expression of the PDF, $g(r)$, is as follows [25]:

$$g(r) = \frac{\Omega}{N^2} \langle \sum_i^N \sum_{i \neq j}^N \delta(r - r_{ij}) \rangle \quad (5)$$

where N and Ω represent the number of atoms, and volume of the simulations cell, respectively. Figure 3 shows PDFs of liquid Mo at 4000K under different pressures.

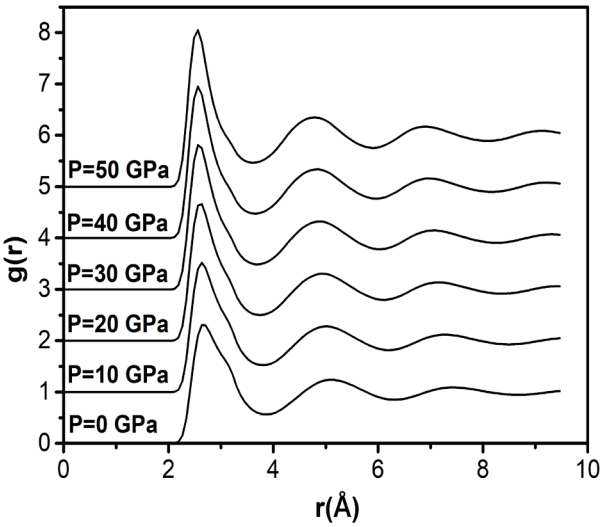


Fig. 3. *Pressure dependent change of PDFs of liquid Mo at 4000 K.*

For all pressure values, the PDF converges smoothly towards a high r values. This indicates that the atoms in the liquid system are randomly distributed. A slight shoulder occurs at the first peak of the PDF at 0 GPa. This shoulder disappears with the increase in pressure. In addition, with the increase in pressure, the positions of the first, second and third peaks of the PDF shift towards small r values, while the amplitudes of the peaks increase. In Figure 4, the variations of the position and amplitude (peak intensity) of the first, second and third peaks of the PDF are displayed depending on the pressure. In Figure 4(a), the positions of the peaks of the first and second peaks decrease almost linearly with increasing pressure, while the position of the third peak does not decrease linearly. The decrease curve for the third peak has a greater

slope, up to 30 GPa, while the slope is smaller for pressures greater than 30 GPa. With the increase in pressure, the amounts of decrease in the first, second and third peak positions are ~4.84%, ~6.98% and ~8.24%, respectively. In Figure 4b, the amplitudes of the first three peaks of the PDF increase almost linearly with increasing pressure. The slopes of the amplitude curves for each peak are different from each other. The first peak has the greatest slope. With the increase in pressure, the amount of increase in the amplitudes of the first, second and third peaks is ~23.99%, ~11.77% and ~5.76%, respectively. These results show that increasing pressure causes a decrease in volume by reducing the interatomic distances, thus packing the atoms more densely.

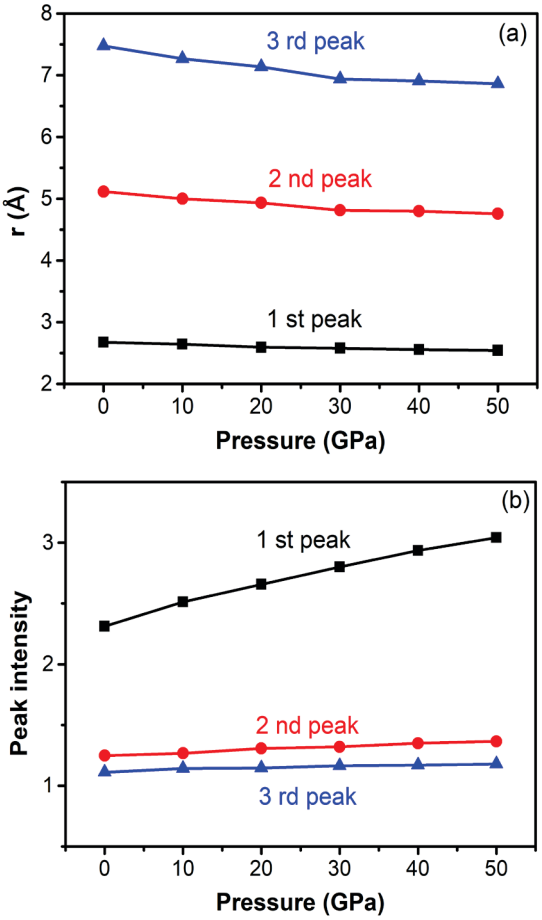


Fig. 4. *Structural analysis of liquid Mo at 4000 K under 0, 10, 20, 30, 40 and 50 GPa. (a) the position of the first, second and third peaks of the PDFs and (b) the amplitude of the first, second and third peaks of the PDFs.*

The mean square displacement (MSD) and diffusion coefficient (D) can be examined to observe the effect of applied pressure on the dynamic structural properties of a liquid system. The diffusion coefficients of the atoms are calculated by using the Einstein equation [25]:

$$D = \lim_{t\to\infty} \frac{\langle \Delta r(t)^2 \rangle}{6t} \tag{6}$$

where t is the diffusion time, $\langle \Delta r(t)^2 \rangle$ is MSD which can be described as [25]:

$$\langle \Delta r(t)^2 \rangle = \frac{1}{N} \sum_1^N |r_i(t + t_o) - r_i(t_o)|^2. \tag{7}$$

In the last equation, $r_i\,(t_o)$ is the position vector of the ith atom for the system in its initial configuration and $r_i\,(t)$ is the position vector of ith atom at time t. The MSDs calculated from the MD simulation for each pressure are shown in Figure 5 as a function of time.

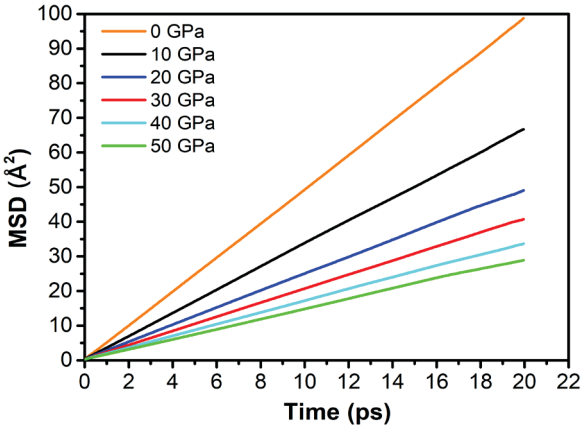


Fig. 5. *Mean square displacement of liquid Mo at 4000 K under different pressures as a function of time.*

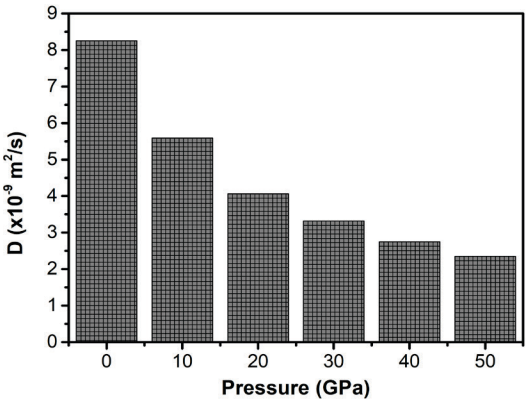


Fig. 6. *The diffusion coefficients of liquid Mo at 4000 K as a function of pressure.*

The characteristic behavior of the MSD for each pressure is similar to that of an ideal liquid system. As the external pressure applied on the liquid system increases, the slope of the MSD decreases. This indicates that the mobility of Mo atoms begin to be restricted with the increase in pressure. The diffusion coefficient, which shows the measure of mobility of atoms in the liquid system, is displayed in Figure 6 as a function of pressure. When the pressure is increased from 0 to 10 GPa, there is a sudden drop in the diffusion coefficient. However, the amount of decrease observed in diffusion coefficients after 10 GPa is lower. That is, there is no linearity between the rate of pressure increase and the amount of decrease in diffusion coefficient. When the pressure is increased from 0 to 50 GPa, the decrease in the diffusion coefficient is approximately 57%. This result supports the MSD results, showing that pressure has a significant effect on the mobility of liquid Mo atoms.

CONCLUSION

The structural properties of liquid Mo under high pressure were investigated using classical MD simulation with FS potential. The liquid system was simulated at 4000 K, well above the melting temperature, and under different pressures range from 0 to 50 GPa. The volume and lattice constant of the liquid system show a non-linear decrease with increasing pressure up to 30 GPa, while after 30 GPa they decrease linearly with pressure. The first, second and third peak positions of the PDF shift towards smaller r values with increasing pressure. This indicates that Mo atoms in the liquid system become more densely packed with increasing pressure. In addition, the MSD and diffusion coefficient, which are the measure of atomic mobility in the liquid system, decrease significantly with increasing pressure. These results show that the applied external pressure significantly suppresses the mobility of liquid Mo atoms.

REFERENCE

[1] A. Koura and F. Shimojo, Phys. Rev. B 78, 104203 (2008).

[2] J. R. Errington and P. G. Debenedetti, Nature 409, 318 (2001).

[3] K Koga, H. Tanaka and X. C. Zeng, Nature 408, 564 (2000).

[4] O. Mishima and H. E. Stanley, Nature 392, 164 (1998).

[5] P. H. Poole, F. Sciortino, U. Essmann and H. E. Stanley, Nature 360, 324 (1992).

[6] M. X. Pan, J. G. Wang, Y. S. Yao, D. Q. Zhao and W. H. Wang, J. Phys.: Condens. Matter. 13, L589 (2001).

[7] T. Fujita, P. F. Guan, H. W. Sheng, A. Inoue, T. Sakurai and M. W. Chen, Phys. Rev. B 81, 140204 (2010).

[8] T. Fujita, K. Konno, W. Zhang, V. Kumar, M. Matsuura, A. Inoue, T. Sakurai and M. W. Chen, Phys. Rev. Lett. 103, 075502 (2009).

[9] T. Zhang, T. Gu and X. Zhang, Modelling Simul. Mater. Sci. Eng. 13, 753–758 (2005).

[10] Y. Zhang, L. Wang, W. Wang, X. Liu, X. Tian, P. Zhang, Phys. Lett. A 320, 452–458 (2004).

[11] G. X. Li, Y. F. Liang, Z. G. Zhu and C. S. Liu, J. Phys.: Condens. Matter. 15, 2259 (2003).

[12] K. Hoshino, J. Phys.: Condens. Matter. 21, 474212 (2009).

[13] S. Khan, X.D. Wang, Q.P. Cao, D.X. Zhang, J. Z. Jiang, J. Non.-Cryst. Solids, 472, 25–30 (2017).

[14] A. M. Teweldeberhan and S. A. Bonev, Phys. Rev. B 83, 134120 (2011).

[15] J. A. Morrarty, Phys. Rev. B 49, 12431 (1994).

[16] D. R. Gohil, N. K. Bhatt, A. B. Patel and P. R. Vyas, AIP Conference Proceedings 2352, 020036 (2021).

[17] C. Cazorla, M. J. Gillan, S. Taioli and D. Alfe, J. Chem. Phys. 126, 194502 (2007).

[18] Q. L. Cao, D. H. Huang, J. S. Yang, M. J. Wan, F. H. Wang, Chin. Phys. Lett. 31, 066202 (2014).

[19] M. W. Finnis and J. E. Sinclair, Philos. Mag. A 50, 45 (1984).

[20] Y. Shibuta and T. Suzuki, J. Chem. Phys. 129, 144102 (2008).

[21] W. Smith, T.R. Forester, J. Mol. Graph. 14, 136–141 (1996).

[22] S. Nose, J. Chem. Phys. 81, 511–519 (1984).

[23] C. Kittel. Introduction to the physics of the solid state 3rd edition, p.96 (1881).

[24] F. Ercolessi, "*A molecular Dynamics primer"https://cms.sjtu.edu.cn/doc/reading/md/A_Molecular_Dynamics_Primer_(Ercolessi).pdf* (2007).

[25] U. Domekeli, S. Sengul, M. Celtek , C. Canan, Philos. Mag. 98, 371-389 (2018).